re

RADIOELEKTRONIK

AUDIO · HI-FI · VIDEO

2 '92

Indeks 374040 Cena zł 12.500



- ZESPOŁY GŁOŚNIKOWE TONSIL
- WZMACNIACZ 30 W
- WZMACNIACZ MOCY 27 MHz
- TELEWIZJA SATELITARNA
- MAGNETOWID AKAI

re

Czasopismo wydawane przy współpracy STOWARZYSZENIA ELEKTRYKÓW POLSKICH

RADIOELEKTRONIK
- AUDIO-HI-FI-VIDEO -

LUTY 1992 ● ROOZNIK XLIII (153) **2'92**

ADRES: Redakcja "Radioelektronik Audio-HiFi-Video"
ul. Świętojerska 5/7, 00-236 Warszawa
Tel. 31-46-21

SIGMA NOT

WYDAWNICTWO CZASOPISM I KSIĄŻEK TECHNICZNYCH SIGMA NOT
Spółka z ograniczoną odpowiedzialnością
Dział Reklamy i Marketingu 00-950 Warszawa, ul. Biała 4, tel. 20-31-24, tlx 814550, fax 203116

Druk: Zakłady Graficzne DOM SŁOWA POLSKIEGO w Warszawie.
Ark. druk. 6,5. Cena zł 12 500

Na okładce.
Nowoczesny aparat fotograficzny. Co decyduje o jego zaletach i jakości: elektronika, optyka, czy precyzyjna mechanika? Szczegóły w notatce w dziale "Z kraju i ze świata".

Zespoły głośnikowe produkcji TONSIL S.A.

Niżej przedstawiono dane techniczne, schematy i szkice wybranych zespołów głośnikowych produkcji TONSIL S.A. Informacje te mogą ułatwić zainteresowanym Czytelnikom konstruowanie zespołów głośnikowych we własnym zakresie.

Przedsiębiorstwo TONSIL S.A. wytwarza duży asortyment zespołów głośnikowych, różnej mocy i w różnych wersjach plastycznych. Produkowane są zespoły z jednym głośnikiem oraz zespoły z kilku głośnikami — dwudrożne i trójdrożne, w obudowach zamkniętych typu "Compact" i w obudowach z otworem typu "Bass-reflex". Zespoły ze zdejmowaną maskownicą mają estetycznie wykończoną ścianę przednią obudowy (pierścienie ozdobne, obramowania itd.). Niektóre typy zespołów są wyposażone w przełączniki umożliwiające zmianę przebiegu charakterystyki częstotliwości zespołu.

Obecnie program produkcyjny obejmuje ok. 40 typów zespołów głośnikowych o mocy od 10 W do 200 W. Są to zespoły samochodowe, domowe popularne i hi-fi.

Stosowane oznaczenia typów zespołów głośnikowych zawierają istotne informacje merytoryczne, a mianowicie: Zg — zestaw głośnikowy; B — obudowa z otworem (typu "Bass-reflex"); C — obudowa zamknięta (typu "Compact"); pierwsza liczba — znamionowa moc zespołu; druga liczba — znamionowa impedancja zespołu; trzecia liczba — oznaczenie dotyczące danego typu (wersji) zespołu głośnikowego.

W tablicy podano dane techniczne sześciu typów zespołów głośnikowych. Wszystkie są zespołami głośnikowymi hi-fi o mocy od 50 do 180 W.

Konstruktorzy — amatorzy zamierzający wykonać analogiczne zespoły głośnikowe we własnym zakresie powinni stosować wskazane w tablicy zestawy głośników oraz właściwe zwrotnice prądowe (filtry), przedstawione na rys. 1. Zmniejszy to ryzyko wykonania zespołu o kiepskich parametrach. Szkice kompletnych zespołów są przedstawione na rys. 2.

Podczas konstruowania zespołów głośnikowych zaleca się przestrzeganie następujących wskazówek:

stosować obudowy o grubych ściankach (18÷25 mm zależnie od mocy zespołu) oraz beleczki wiążące przeciwległe ścianki;

ponieważ zespoły fabryczne mają ścianki nieco cieńsze w porównaniu z konstrukcjami amatorskimi, warto powiększyć rozmiary obudowy o 10÷15 mm w celu zachowania mniej więcej takiej samej objętości;

głośnik średniotonowy powinien mieć własną komorę wypełnioną watą;

obudowy zamknięte nie wymagają dostrajania, a ich regulacja ogranicza się do dobrania właściwej ilości materiału dźwiękochłonnego; wskazówki obliczania takich obudów były opisane w [2];

w przypadku obudów z otworem konieczne jest dobranie parametrów otworu (tunelu) wg wskazówek podanych m.in. w [3] i [4];

cewka indukcyjna włączona w szereg z głośnikiem niskotonowym powinna mieć jak najmniejszą wartość rezystancji — należy stosować grube druty nawojowe;

należy przestrzegać właściwego przyłączenia głośników do filtrów, zgodnie z oznaczeniami uwidocznionymi na rys. 1.

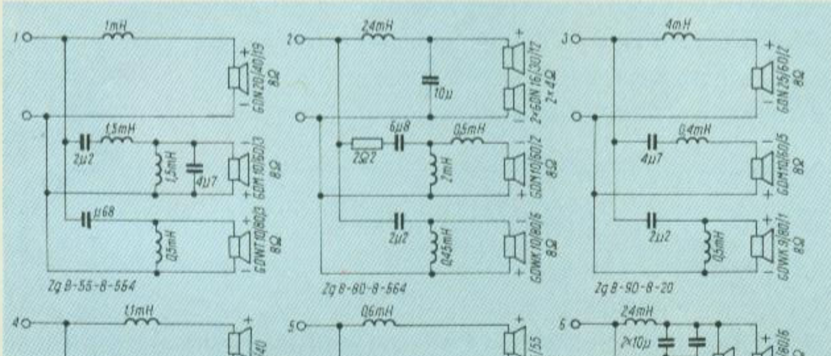
Uwagi dotyczące poszczególnych typów zespołów głośnikowych

ZgB-55-8-554

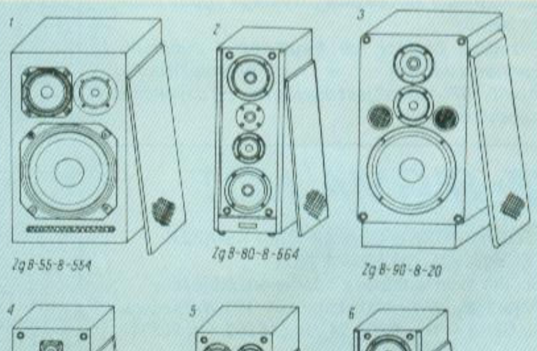
Zespół o względnie niewielkich rozmiarach (regałowy), lecz o dużej efektywności. W razie konieczności głośnik niskotonowy może być zastąpiony innymi: GDN 20/40/12, GDN 20/40/16 bądź mniej odpowiednimi — GDN 20/40, GDN 20/40/6, GDN 20/40/11. Rozmiary szczeliny obudowy powinny być dobrane doświadczalnie podczas prób. Można wykonać szczelinę większą i później przesłonić deseczką.

ZgB-80-8-564

Zespół przeznaczony do ustawienia na podłodze, charakteryzujący się zastosowaniem głośników niskotonowych o niewielkiej średnicy. Zespół nadaje się szczególnie dobrze do mniejszych pomieszczeń mieszkalnych. Głośniki niskotonowe mogą być zastąpione głośnikami o tej samej średnicy lecz innych nieco parametrach. GDN 16/30/2 lub GDN 16/30. Rozmiary otworu powinny być dobrane doświadczalnie.



Rys. 1. Schematy zespołów głośnikowych



Rys. 2. Szkice zespołów głośnikowych

Dane techniczne zespołów głośnikowych produkcji TONSIL S.A.

Typ	Pasmo przenoszenia [Hz-kHz]	Częstotliwość podziału [kHz]	Efektywność [dB]	Głośniki			Rozmiary zewnętrzne [mm]	Masa [kg]
				Niskotonowy	Średniotonowy	Wysokotonowy		
ZgB-55-8-554	70-20	2,5 i 7	91	GDN 20/40/19 8Ω	GDM 10/60/3 8Ω	GDWT 10/80/3 8Ω	255x435x207	7
ZgB-80-8-564	45-22	1,5 i 5	90	2xGDN 16/30/12 4Ω	GDM 10/60/2 8Ω	GDWK 10/80/6 8Ω	260x720x230	12,5
ZgB-90-8-20	45-20	1,5 i 6	88	GDN 25/60/2 8Ω	GDM 10/60/5 8Ω	GDWK 9/80/1 8Ω	330x590x255 (podstawa 80)	13
ZgC-100-8-98	40-22	2 i 5	91	20/40 4Ω	GDM 10/60/2 8Ω	GDWK 9/80/6 8Ω	320x845x270	18
ZgC-120-8-59	40-18	1,2 i 5	91	2xGDN 25/55 4Ω	GDM 10/60/3 8Ω	GDWT 9/70/2 8Ω	320x900x270	20
ZgB-180-8-564	35-22	1,2 i 8	93	2xGDN 25/80/6 15Ω	GDM 18/100 8Ω	GDWK 10/80/7 8Ω	350x980x310	26

ZgB-90-8-20

Klasyczny trójdrożny zespół głośnikowy o obudowie z otworem, przeznaczony do ustawienia na podłodze z zastosowaniem podstawki. Podstawka może być nieco wyższa lub — jeszcze lepiej — skośna, taka, aby sam zespół był nachylony do podłogi pod kątem 10-12°. Zamiast głośnika GDN 25/60/2 można zastosować głośniki typu: GDN 25/60, GDN 25/60/4 lub GDN 25/60/6. Długość tuneli powinna być dobrana eksperymentalnie. Jeżeli przesunie się głośnik średniotonowy i wysokotonowy bliżej krawędzi obudowy, wówczas można zastosować jeden otwór (tunel), co ułatwia dostrojenie zespołu.

ZgC-100-8-98

Zespół głośnikowy nie wymagający praktycznie regulacji. Mocna, sztywna obudowa, co najmniej 400 g waty na tylnej ściance, za głośnikami niskotonowymi, powinny dać w pełni zadowalający rezultat. Podstawka może być nieco wyższa. Zamiast wskazanych głośników niskotonowych mogą być zastosowane głośniki: GDN 20/60/2 i GDN 20/60/3.

ZgC-120-8-59

Zespół głośnikowy nadający się doskonale dla młodzieży lubiącej muzykę rockową i inną rozrywkową. Łatwy w konstruowaniu. Warunek powodzenia, to ścianki z grubej, dobrej sklejki (20÷25 mm), związanie ścianek przedniej z tylną i bocznych beleczkami rzędu 4x4 cm, wypełnienie obudowy około 0,8 kg waty lekarskiej oraz cewka 0,6 mH z bardzo grubego drutu nawojowego. Głośniki niskotonowe nie mogą być zastąpione innymi. Natomiast głośnik średniotonowy może być zastąpiony głośnikiem typu GDM 12/60/3, GDM 10/60/8, lub podobnymi. Głośnik tubowy może być zastąpiony innymi, np. GDWT 10/80.

ZgB-180-8-654

Jest to zespół hi-fi dużej mocy nadający się do dużych pomieszczeń mieszkalnych. Wykonanie jego — pod warunkiem zdobycia wskazanego kompletu głośników — nie nastręcza dużych trudności. Obudowa — ze sklejki o grubości 22÷25 mm; wskazane jest zastosowanie beleczek wiążących przeciwległe ścianki i około 0,4 kg waty umieszczonej za głośnikami niskotonowymi. Otwór powinien zostać dobrany eksperymentalnie. Potrzebna jest kosztowna cewka indukcyjna (2,4 mH) z grubego drutu. Ostatecznie może być ona zastąpiona cewką z rdzeniem ferrytowym, co znacznie ułatwia wykonanie cewki o małej wartości rezystancji [5]. Przy starannym wykonaniu i dostrojeniu może to być zespół o wyższych walorach elektroakustycznych, zadawalający większość słuchaczy.

A.W. □

LITERATURA

[1] Katalog Tonsil S.A. (wersja ang. 1990 r.)
[2] Obliczanie zamkniętych obudów głośnikowych. "Radioelektronik" nr 6/1988
[3] Obudowy głośnikowe z otworem. "Radioelektronik" nr 1/1990
[4] Zespół głośnikowy hi-fi o mocy 100 W. "Radioelektronik" nr 9/1990
[5] Żuk J.: Zespół głośnikowy hi-fi. "Radioelektronik" nr 9/1985

nowa technika i technologia

Nietypowa funkcja zegarka i wielkie pieniądze

Zegarek naręczny był już nawet odbiornikiem radiowym (na fale średnie) ale po wielkim szumie reklamowym przed ponad 10 laty sprawa ucichła. Mimo to, konstruktorom i biznesmenom nie dawał spokojnie spać fakt, że zegarek nosi każdy, a jedyną jego funkcją w dzisiejszym wielofunkcyjnym świecie jest wskazywanie czasu. Firma AT & E z San Francisco, CA zaoferowała więc zegarek służący jednocześnie jako odbiornik selektywnego wywołania (pager)[x]. Odebrany sygnał wywołania (funkcje anteny pełni pasek) eliminuje z displeja wskazanie czasu, a na jego miejsce wprowadza informację w formie napisu, np. "telefon do domu" sygnalizując to ponadto dźwiękiem.

Takie zegarko-pagery sprzedaje nie tylko AT & E. Jako duży, perspekywiczny biznes, nowa technika przyciąga duże pieniądze. Włączyła się dopiero "Motorola", dobrze już osadzona na rynku telefonów ruchomych i posiadająca odpowiedni know-how zarówno w mikroelektronice, jak i radiokomunikacji ruchomej. Nad tymi problemami pracuje również znana firma zegarkowa Seiko, już sprzedająca w USA zegarko-pagery po 225 dolarów, dużo taniej, niż "zegarek biznesmena, któremu się powiodło", czyli Rolex. Wszystkie te rozwiązania opierają się na

[x] Pager — bezprzewodowy system przywoławczy

rozwiązaniu z siecią specjalnych stacji nadawczych dla systemów selektywnego wywołania, które gdzieś trzeba umieścić w bardzo zatłoczonym pasmie VHF i UHF. Rozwiązanie proponowane przez AT & E różni się jednak tu zasadniczo, gdyż firma chce zmieścić zakodowane sygnały wywołania w pasmie częstotliwości emitowanych przez radiofoniczne stacje FM. W dużych miastach amerykańskich, gdzie takich stacji jest bardzo dużo, może to w tani sposób zapewnić pokrycie stałego obszaru, choć do rozwiązania będą problemy z interferencją, czego konkurencja nie będzie mieć (będzie za to mieć problemy z "dopchaniem się" do częstotliwości). Jest więc o co walczyć, bo w razie sukcesu rynek w samych Stanach będzie miał zapotrzebowanie rzędu 1,5 mld dolarów w ciągu najbliższych pięciu lat.

Nie należy też zapominać o potencjalnie ogromnym rynku zjednoczonej Europy. AT & E przeprowadził, już z pozytywnym wynikiem, testy kompatybilności z systemami selektywnego wywołania w Wielkiej Brytanii, Szwecji, Niemczech. Jest też rynek azjatycki, to samo zrobiono więc w Japonii, Korei, Singapurze i Hongkongu. Ale na szerszą ofensywę zwyczajnie brakuje pieniędzy, firma dopuściła więc do udziału konkurencję - właśnie Seiko, która sama znajduje się na etapie testowania swego własnego rozwiązania o nazwie "Message Watch". W zamian za wsad 5 mln dolarów Seiko otrzyma ogólnoświatowe prawa wyłączności na produkcję i sprzedaż rozwiązania AT & E. Tak więc, jak nie z tej strony, to z innej, ale na potencjalnie wielce lukratywnym interesie już rękę położyła. Na niezależne działania stać więc chyba tylko amerykańską "Motorolę". Jej zegarko - pager na zakres 450 MHz jest już w sprzedaży w USA po ok. 300 dolarów. Rozwiązanie jest konwencjonalne, tzn. odbiera sygnały ze specjalnych stacji sieci komórkowej 450 MHz (wersja na perspektywiczne pasmo 900 MHz jest przygotowana), ale jeśli "wypali" pomysł AT & E, będą problemy. *(k)* □

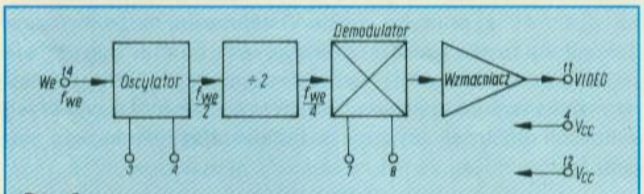
technika RTV

Demodulatory TVSat firmy Plessey (2)

mgr inż. Tadeusz A. Grzeszczyk

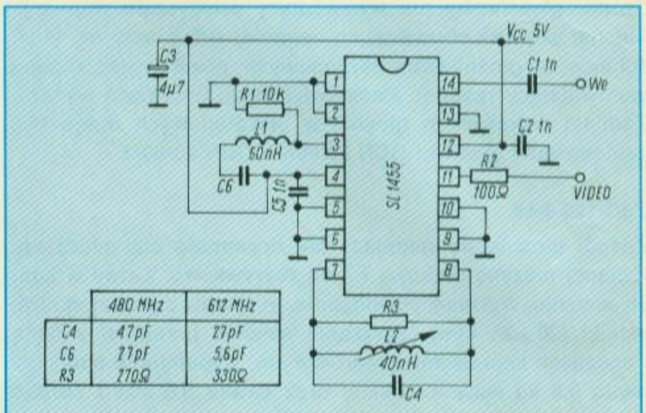
Układ SL1455

Układ scalony SL1455 firmy Plessey (rys. 5) jest zmodyfikowanym szerokopasmowym demodulatorem kwadraturowym FM przeznaczonym do satelitarnych odbiorników telewizyjnych.



Rys. 5. Schemat blokowy układu scalonego SL1455

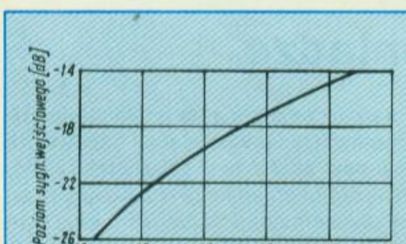
Zakres częstotliwości wejściowych wynosi 380 ÷ 700 MHz. Na rys. 6 przedstawiono typową konfigurację demodulatora FM z tym układem scalonym. W zależności od dobrania odpowiednich elementów częstotliwość wejściowa może wynosić 480 MHz lub 612 MHz. Struktura układu scalonego SL1455 jest podobna do wcześniej opisanego układu SL1452. W porównaniu z SL1452 zastąpiono w nim pierwszy z dzielników przez dwa oscylatorem, na wejściu którego otrzymuje się sygnał o częstotliwości równej połowie częstotliwości wejściowej. Do właściwego demodulatora kwadraturowego dociera, jak w przypadku układu SL1452, czwarta część częstotliwości wejściowej. Dzięki wprowadzeniu oscylatora w miejsce jednego z dzielników częstotliwości wartość progowa wejściowego stosunku sygnału do szumu może być w zestawieniu z układem SL1452 obniżona o ok. 3 dB.



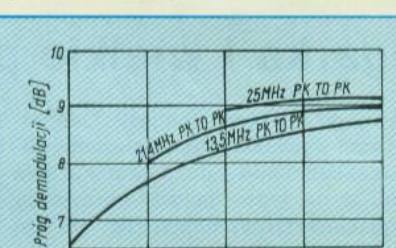
	480 MHz	612 MHz
C4	47pF	27pF
C6	27pF	5,6pF
R3	270Ω	330Ω

Rys. 6. Schemat demodulatora FM z układem scalonym SL1455

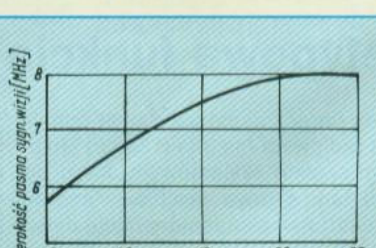
Zakres częstotliwości wejściowych, w którym następuje synchronizacja oscylatora z przebiegiem wejściowym, nazywa się zakresem trzymania (ang. lock range). Zależności między



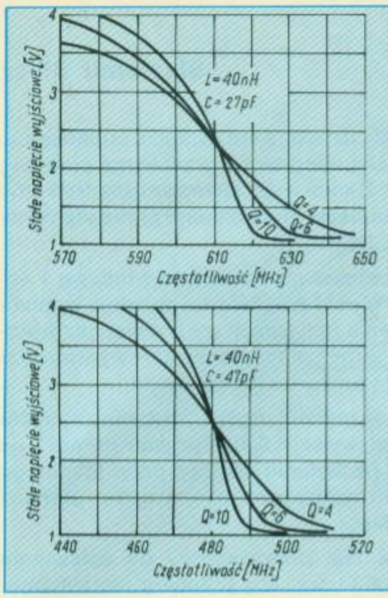
Rys. 7. Zależność między zakresem trzymania i poziomem sygnału wejściowego



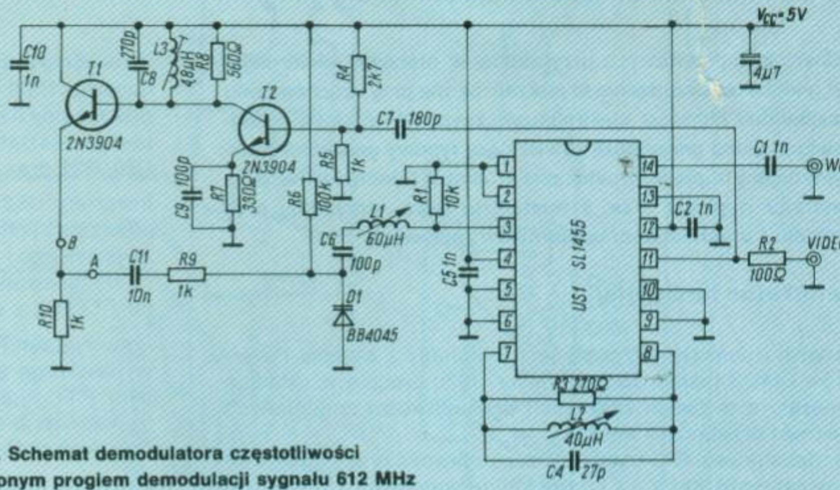
Rys. 8. Zależność między zakresem trzymania i wartością progową wejściowego stosunku mocy sygnału do mocy szumu



Rys. 9. Zależność między zakresem trzymania i szerokością pasma sygnału wizji



Rys. 10. Charakterystyki scalonego demodulatora SL1455
a - dla L = 40 nH oraz C = 27 pF (612 MHz), b - dla L = 40 nH oraz C = 47 pF (480 MHz)



Rys. 11. Schemat demodulatora częstotliwości z obniżonym progiem demodulacji sygnału 612 MHz

zakresem trzymania i poziomem sygnału wejściowego, wartością progową wejściowego stosunku sygnału do szumu oraz szerokością pasma sygnału wizji przedstawiono w postaci wykresów na rys. 7, 8 i 9. Zakres trzymania jest symetryczny w stosunku do częstotliwości środkowej sygnału FM i zależy od poziomu sygnału wejściowego. Sterując amplitudę tego sygnału można więc decydować o stopniu obniżenia wartości progowej demodulatora. Redukcję wartości progowej osiąga się przez zmniejszenie zakresu trzymania oscylatora do takiej wartości, aby była możliwa synchronizacja z wejściowym sygnałem FM (zwykle o dewiacji 10 MHz). Jedynym ujemnym skutkiem redukcji zakresu trzymania jest zwężenie pasma sygnału wizji.

Detektor z układem scalonym SL1455 składa się z dwóch głównych części, tzn. obwodu przestrajanego oscylatora i właściwego demodulatora kwadraturowego. Częstotliwość rezonansu układu przestrajania oscylatora ustala się jako połowę częstotliwości środkowej sygnału wejściowego. Uwzględniając to, że wewnątrz układu SL1455, między wyprowadzeniami 3 i 4, jest włączony kondensator 11 pF, najprostsze rozwiązanie polega na równoległym dołączeniu do niego cewki o niewielkiej indukcyjności wyznaczonej z warunku rezonansu. Wygodniejsze jest użycie cewki o większej indukcyjności. Jest to możliwe wówczas, gdy włączy się szeregowo z cewką odpowiedni kondensator. Umieszczenie elementu o zmiennej wartości w obwodzie przestrajania oscylatora umożliwia dokładne wyregulowanie oscylatora na częstotliwość równą połowie częstotliwości sygnału FM. Jest to istotne ze względu na wymaganie osiągnięcia optymalnej wartości progowej demodulatora. Elementy zewnętrzne dołączane do demodulatora kwadraturowego (wyprowadzenia 7 i 8) są analogicznie wyznaczane jak dla układu SL1452. Wartość dobroci Q obwodu przesuwnika fazy determinuje poziom sygnału wyjściowego i szerokość pasma sygnału wizji (rys. 10). Poziom sygnału wyjściowego jest wprost proporcjonalny do dobroci Q, pasmo odwrotnie proporcjonalne. Dla dobroci mniejszej niż 10, szerokość pasma sygnału wyjściowego jest określona przez zakres trzymania oscylatora.

W demodulatorze kwadraturowym z układem SL1455 obniżenie progu wejściowego stosunku mocy sygnału do mocy szumu można osiągnąć projektując układ, w którym występuje oscylator śledzący chwilowe zmiany sygnału wejściowego FM. W tym celu do obwodu przestrajania oscylatora wprowadza się diodę pojemnościową, otrzymując generator przestrajany napięciowo, sterowany dzięki sprzężeniu zwrotnemu z wyjścia sygnału wizji. Jedynym problemem występującym przy projektowaniu demodulatora o takiej konfiguracji jest kompensacja opóźnienia (40 ns) między wejściowym sygnałem FM i sygnałem wyjściowym, wprowadzanego przez układ SL1455. To opóźnienie nie ma większego znaczenia dla sygnałów o małych częstotliwościach docierających do oscylatora śledzącego,— ale może niekorzystnie wpływać na podnośne chrominancji umieszczone w górnym zakresie pasma sygnału luminancji. Dla europejskiego systemu telewizji kolorowej PAL częstotliwość podnośnej chrominancji wynosi 4,433 MHz. W celu kompensacji opóźnienia należy wprowadzić przesunięcie fazy o 63° . W przypadku amerykańskiego systemu NTSC, częstotliwość podnośnej chrominancji wynosi 3,58 MHz i konieczne jest przesunięcie fazy o 50°.

Większość programów telewizyjnych rozpowszechnianych za pośrednictwem satelitów jest nadawanych z tzw. preemfazą w.cz. Jest to korekcja, w wyniku której następuje uwydatnienie składowych sygnału zmodulowanego o większych częstotliwościach, tzn. sygnały FM o dużej częstotliwości (np. podnośna chrominancji) ma dużo większą dewiację niż sygnał o małej częstotliwości. Układ sprzężenia zwrotnego, który doprowadzałby pełny zdemodulowany sygnał wizji z właściwą fazą i amplitudą do obwodu przestrajania oscylatora byłby bardzo złożony. Przy założeniu jednak, że dużą część sygnału wizji stanowi podnośna chrominancji, użycie prostego układu sprzężenia zwrotnego dostosowanego tylko do podnośnej zmodulowanej sygnałem koloru wyraźnie poprawia całkowitą wartość progową mocy sygnału do mocy szumu.

Na rys. 11 przedstawiono demodulator FM sygnału 612 MHz ze sprzężeniem zwrotnym dobranym do podnośnej chrominancji w systemie PAL (4,433 MHz). Obwód sprzężenia zwrotnego stanowi wzmacniacz z włączonymi elementami korekcji fazy (C7, R4, R5, C9, R10). Stosunek napięcia do częstotliwości oscylatora przestrajanego napięciem wynosi 5 MHz na 1 V. Oscylator jest zestrojony dla połowy częstotliwości sygnału wejściowego, więc efektywnie śledzi częstotliwość sygnału wejściowego z czułością 10 MHz na 1 V. Elementy demodulatora kwadraturowego zostały tak dobrane, aby osiągnąć napięcie wyjściowe 1 V_{pp} przy dewiacji sygnału wejściowego 20 MHz. Oscylator śledzi częstotliwość podnośnej koloru w sposób prawidłowy, jeżeli zapewni się wzmocnienie napięciowe obwodu sprzężenia zwrotnego równe dwa. Częstotliwość środkowa oscylatora zależy od napięcia zasilającego i indukcyjności cewki (ok. 60 nH) o zmiennej wartości indukcyjności. Opisany układ umożliwia poprawę progu demodulacji o 1 dB. □

Generator wielofunkcyjny

Sławomir Bilicz

Jednym z podstawowych przyrządów w pracowni elektronika jest generator. Urządzenie to jest niezbędne przy uruchomianiu i testowaniu układów elektroakustycznych. W artykule przedstawiono układ generatora zawierający typowy generator funkcyjny, dający napięcie prostokątne, trójkątne i sinusoidalne, oraz generator napięcia w.cz. z modulacją m.cz., przydatny przy strojeniu i uruchomianiu odbiorników radiowych.

Generator funkcyjny

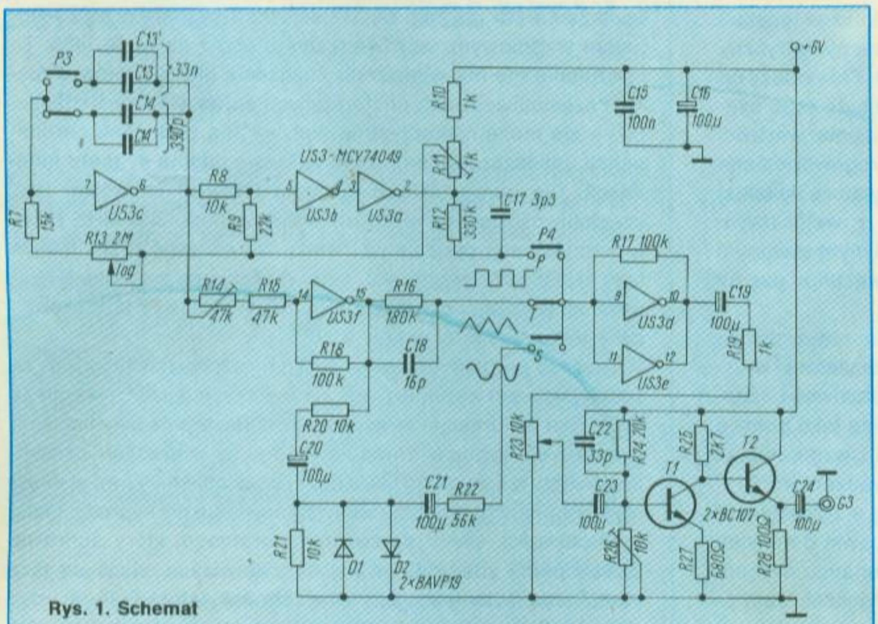
Generator funkcyjny (rys. 1) jest wykonany z sześciu inwerterów CMOS (układ US3). Inwerter US3c pracuje w układzie generatora o dwóch zakresach częstotliwości zmienianych skokowo przełącznikiem P3.
Kondensatorem C13 ustala się częstotliwość pracy generatora w zakresie 20 Hz ÷ 1 kHz, a kondensatorem C14 — w zakresie 1 ÷ 100 kHz. Potencjometr R13 służy do płynnego przestrajania częstotliwości w ww. zakresach.

Na wyjściu inwertera US3a uzyskuje się napięcie prostokątne. Inwerter US3f pracuje jako integrator i przetwarza przebieg prostokątny na trójkątny. Z kolei wyjściowe napięcie trójkątne jest przekształcane na napięcie sinusoidalne przez elementy C20, R21 oraz diody D1, D2.

Inwertery US3a, US3e zwiększają wydajność prądową i dostarczają sygnał ok. 1 V. W celu zwiększenia poziomu sygnału wyjściowego i zmniejszenia rezystancji wyjściowej generatora zastosowano typowy wzmacniacz tranzystorowy (tranzystory T1, T2) z wtórnikiem emiterowym na wyjściu.

Potencjometr R23 służy do płynnej regulacji poziomu sygnału wyjściowego generatora (wyjście G3). Rezystorem nastawnym R11 reguluje się nachylenie zboczy przy przebiegu trójkątnym, a rezystorem nastawnym R14 symetrię górnych i dolnych połówek przebiegu.

Rezystor nastawny R26 jest przeznaczony do ustawiania punktu pracy tranzystora T1 tak, aby przebieg nie był zniekształcony.



Rys. 1. Schemat generatora funkcyjnego

Modulowany generator w.cz.

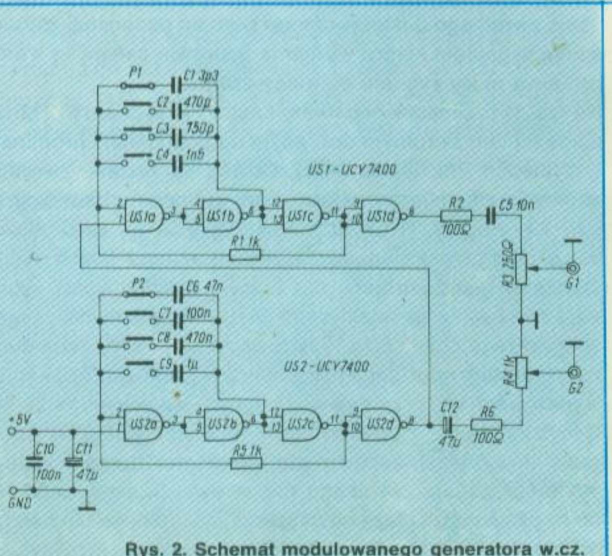
Schemat generatora w.cz. z modulacją sygnałem m.cz. przedstawiono na rys. 2. Generator w.cz. składa się z trzech bramek NAND (US1a ÷ US1c). Bramka US1d spełnia funkcję stopnia separującego dla sygnału wyjściowego. Częstotliwości generowanych przebiegów prostokątnych generatora w.cz. na ustalane kondensatorami C1 ÷ C4, dołączanymi przełącznikami P1:

C1 — 10,7 MHz — częstotliwość pośrednia FM
C2 — 725 kHz — zakres fal średnich AM
C3 — 465 kHz — częstotliwość pośrednia AM
C4 — 195 kHz — zakres fal długich AM

Częstotliwość przebiegów generowanych przez generator m.cz. (bramki US2a ÷ US2b) ustala się kondensatorami C6 ÷ C9 dołączanymi do układu przełącznikiem P2:

C6 — 10 kHz
C7 — 5 kHz
C8 — 1 kHz
C9 — 500 Hz

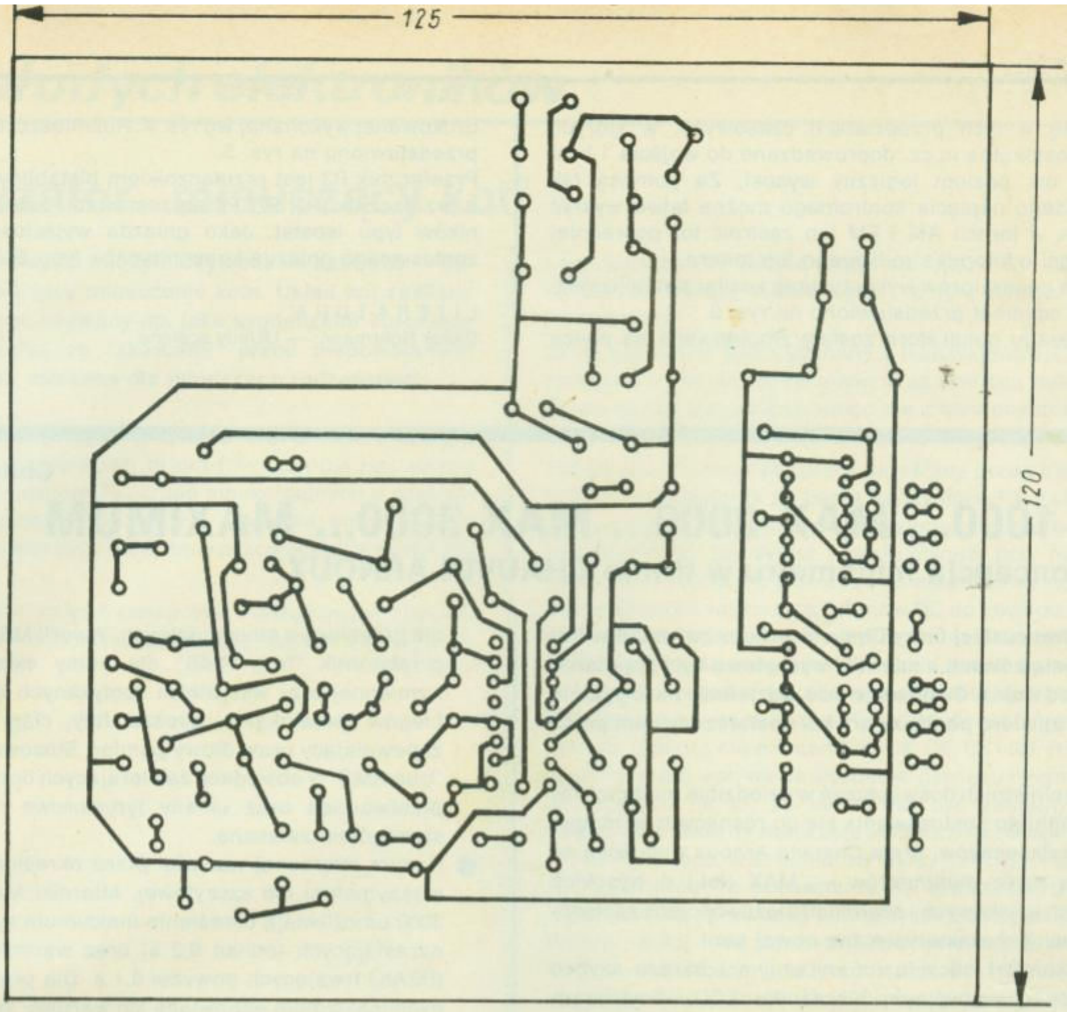
Dzięki temu, że częstotliwość zależy od pojemności zastosowanych kondensatorów można w prosty sposób zmieniać jej wartość. Napięcia wyjściowe (wyjścia G1, G2) mają wartość ok. 4 V i są regulowane potencjometrami R3 i R4. Wskazane jest montowanie potencjometru R3 jak najbliżej płytki drukowanej w celu wyeliminowania niepożądanych sprzężeń. Generator wytwarza sygnał m.cz. (wyjście G2) oraz zmodulowany sygnał w.cz. (wyjście G1). Przy czym modulację sygnału w.cz.

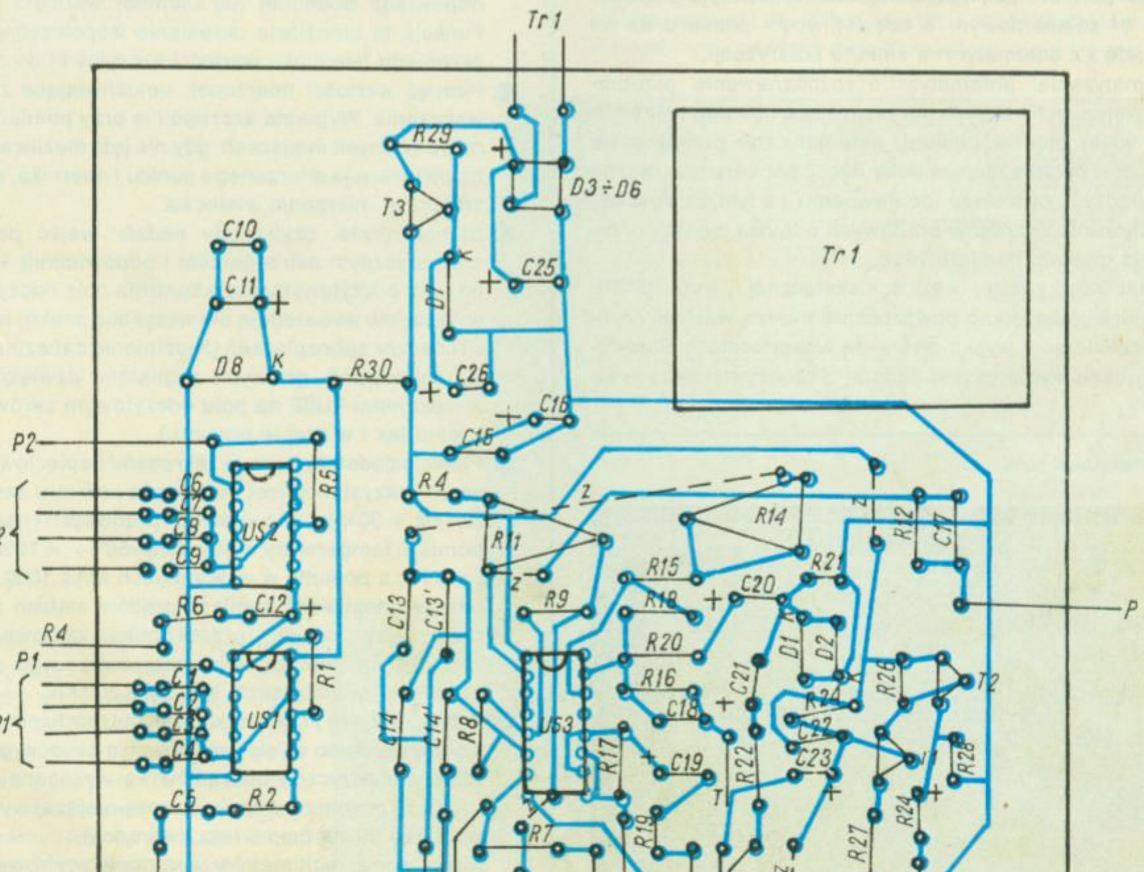


Rys. 2. Schemat modulowanego generatora w.cz.



Rys. 3. Schemat zasilacza





Rys. 4. Płytka drukowana generatora **Rys. 5. Rozmieszczenie elementów na płytce generatora (Z - zwora)**

uzyskuje się w tych przedziałach czasowych, w których napięcie prostokątne m.cz. doprowadzane do wejścia 1 bramki US1a, ma poziom logiczny wysoki. Za pomocą tak zmodulowanego napięcia kontrolnego można łatwo wykryć uszkodzenia w torach AM i FM lub zestroić tor pośredniej częstotliwości odbiornika radiowego lub tunera.
Do zasilania generatorów wykorzystano zasilacz stabilizowany, którego schemat przedstawiono na rys. 3.
Elementy układu generatora zostały zmontowane na płytce drukowanej wykonanej wg rys. 4. Rozmieszczenie elementów przedstawiono na rys. 5.
Przełącznik P3 jest przełącznikiem bistabilnym typu Isostat, a przełączniki P1, P2, P4 są zestawami zależnych przełączników typu Isostat. Jako gniazda wyjściowe G1, G2, G3 zastosowano gniazda koncentryczne typu BNC. □

LITERATURA

Dieter Nührmann: — Układy scalone

Chauvin Arnoux

MAX 1000... MAX 2000... MAX 3000... MAXIMUM

Nowa koncepcja multimetru w firmie CHAUVIN ARNOUX

Multimetry francuskiej firmy Chauvin Arnoux są znane w Polsce od dziesiątków lat, a mierniki wychyłowe były popularne jeszcze przed wojną. Co nowego dziś, udzielenie na to pytanie odpowiedzi zawiera poniższy artykuł dostarczony nam przez firmę.

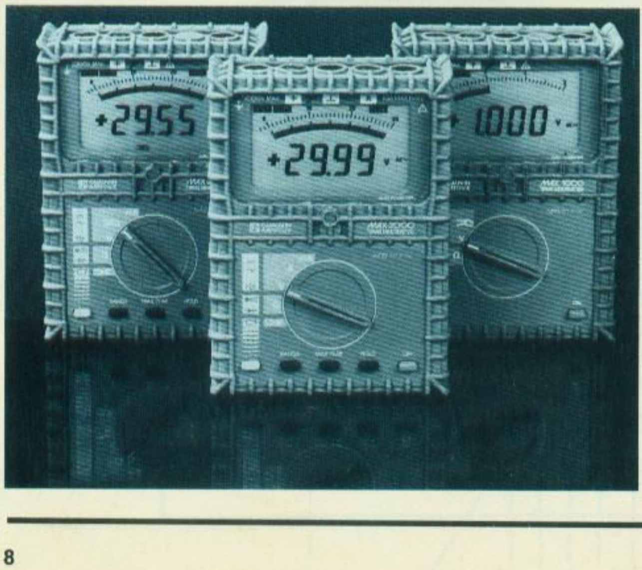
W wyniku wieloletnich doświadczeń w dziedzinie multimetrów oraz w dążeniu do dostosowania się do rosnących wymagań ze strony użytkowników, firma Chauvin Arnoux wypuściła na rynek nową serię multimetrów — MAX (fot.) o wysokich własnościach użytkowych i szerokich możliwościach zastosowań. Oto cechy charakterystyczne nowej serii.

- Wysoki komfort odczytu na wyraźnym i bardzo szybko działającym, podwójnym wskaźniku LCD: 4-cyfrowym o pojemności 3000 znaków o wysokości 14 mm i częstotliwości pomiaru 2x na sekundę, oraz łukowatym analogowym 64-segmentowym o częstotliwości pomiaru 8x na sekundę i z automatyczną zmianą polaryzacji.
- Automatyzacja: automatyczne rozpoznawanie przebiegów zmiennych i stałych upraszczające obsługę i eliminujące wiele błędów obsługi, automatyczne przełączanie zakresów optymalizujące dokładność pomiaru (ale można je wyłączyć i pracować "po dawnemu") z tym, że również przełączanie zakresów prądowych odbywa się bez przerwania obwodu pomiarowego.
- Pomiar rzeczywistej wartości skutecznej ("true RMS"). Multimetry spotykane powszechnie mierzą wartość średnią przebiegu, a wyskalowane są w wartościach skutecznych. Skalowanie to jest zgodne z rzeczywistością tylko dla przebiegów sinusoidalnych. W serii MAX zastosowano przetwornik "true RMS" dla sumy składowych stałej i zmiennej przy wszystkich spotykanych kształtach przebiegów (prostokątny, piłokształtny, ciąg impulsów itp.) zapewniający prawidłowy pomiar. Stosowanie mierników "true RMS" w obwodach zawierających liczne prostowniki, przetwornice oraz układy tyrystorowe i triakowe jest szczególnie zalecane.
- Nadzór mierzonej wartości przez określenie jej wartości maksymalnej lub szczytowej. Mierniki MAX 2000 i MAX 3000 umożliwiają określenie maksimum sygnałów powoli narastających (ponad 0,2 s) oraz wartości szczytowych (PEAK) trwających powyżej 0,1 s. Dla prądów przemiennych maksimum odpowiada ich wartości skutecznej, a dla prądów stałych — ich wartości średniej. Wartość PEAK odpowiada dodatniej lub ujemnej wartości szczytowej. Funkcja ta umożliwia określenie współczynnika kształtu przebiegu (stosunku wartości szczytowej do skutecznej).
- Pamięć wartości mierzonej, umożliwiająca zatrzymanie wskazania. Wygodna szczególnie przy pomiarach w trudno dostępnych miejscach, gdy nie jest możliwa jednoczesna obserwacja mierzonego punktu i miernika, a także przy zmianach mierzonej wielkości.
- Samokontrola, czyli stały nadzór wejść pomiarowych z akustycznym ostrzeganiem i odpowiednią sygnalizacją na polu odczytowym, stała kontrola pola odczytowego (po wyłączeniu wyświetlają się wszystkie znaki), nadzór baterii i nadzór zabezpieczeń (zadziałanie zabezpieczenia jest sygnalizowane głośnym sygnałem dźwiękowym oraz wskazaniem FUSE na polu odczytowym zarówno po włączeniu jak i w czasie pomiaru).
- Funkcje dodatkowe: poza zakresami napięciowymi, prądowymi i rezystancji jest możliwość pomiaru częstotliwości (0,1 Hz ÷ 30 kHz) na zakresach prądowych i napięciowych, pomiaru temperatury w zakresie $-50° \div +1000°$ C (termopara K), a ponadto w wykonaniach MAX 1000 i MAX 2000 istnieje możliwość pomiaru prądów stałych i przemiennych przy użyciu przetwornika cęgowego 1000:1 z wyjściem napięciowym, zapewniającego pomiar bez przeliczeń w zakresach 30 - 300 - 3000 A.
- Zabezpieczenie przed uszkodzeniami mechanicznymi, pyłem i wodą uzyskano dzięki zastosowaniu obudów gumowych.

Układy elektryczne mierników są wykonane w technice montażu powierzchniowego zapewniającej wysoką niezawodność (firma daje 3 lata gwarancji).

Nowa seria multimetrów analogowo-cyfrowych charakteryzuje się nie tylko wielostronnością zastosowań, lecz także niską ceną w stosunku do jej poziomu technicznego i jakości. A więc... włączyć MAXa, wybrać funkcję i wszystko jest zmierzone. *Tłum. L. Kossobudzki* □

Multimetry serii MAX



Sygnalizator "miauczący kot"

Jerzy Justat

Przedstawiamy naszym młodym Czytelnikom zabawkę — sygnalizator naśladujący miauczenie kota. Układ ten zasilany z baterii może być używany np. jako sygnalizator chroniący pudełko lub szafkę ze "skarbami" przed niepowołanymi osobami lub jako zabawka dla młodszego rodzeństwa.

Układ elektroniczny (rys. 1) składa się z multiwibratora astabilnego o częstotliwości drgań f = 0,2÷0,4 Hz, układu całkującego, generatora RC drgań sinusoidalnych o częstotliwości w przedziale 600÷800 Hz, wtórnika emiterowego, przeciwsobnego wzmacniacza mocy pracującego w klasie AB i głośnika.

Zasada działania sygnalizatora jest następująca. Impulsy prostokątne z multiwibratora astabilnego są całkowane przez układ RC według krzywej U_{c3} (rys. 2). W momencie t_1 zaczyna ładować się kondensator C i ładuje się przez czas trwania impulsu prostokątnego do momentu t_3. Jednocześnie napięcie z kondensatora jest doprowadzane do generatora RC. Gdy napięcie na kondensatorze C osiągnie wartość progową U_p, w momencie t_2 zostają wzbudzone drgania sinusoidalne.

Amplituda drgań zależy od napięcia na kondensatorze C. Można powiedzieć, że przebieg piłokształtny U_{C3} moduluje sygnał sinusoidalny. Trwa to do chwili t_4, gdy napięcie na kondensatorze C osiągnie wartość blokującą drgania generatora RC. W efekcie na wyjściu generatora RC powstaje sygnał U_{KT3} przypominający kroplę.

Sygnał z generatora RC przez stopień dopasowujący rezystancję wyjściową generatora RC jest doprowadzany do przeciwsobnego wzmacniacza mocy pracującego w klasie AB. Efekt końcowy, czyli dźwięk przypominający miauczenie kota, uzyskuje się przez dobranie elementów, które będą omówione niżej.

Schemat układu przedstawiono na rys. 3. Multiwibrator astabilny jest wykonany z tranzystorów p-n-p T1 i T2, rezystorów R1÷R4 oraz kondensatorów C1 i C2. Załóżmy, że przewodzi tranzystor T2, a kondensator C2 został naładowany w poprzednim cyklu pracy. Tranzystor T1 jest zablokowany napięciem z kondensatora C2. Kondensator C2 będzie się rozładowywać w obwodzie: kolektor-emiter tranzystora T2 i rezystor R2, a kondensator C1 będzie się ładować w obwodzie: emiter-baza tranzystora T2 i rezystor R1. Jeżeli kondensator C2 rozładuje się do takiej wartości, że U_{BE} T1 ≈ –0,7 V, to tranzystor T1 zacznie przewodzić i napięcie na jego kolektorze zacznie się zmniejszać.

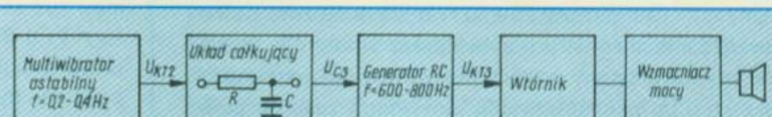
Dzięki wzmacniającym właściwościom tranzystora proces ten rozwija się lawinowo i kończy się zmianą stanów tranzystorów T1 i T2. Przewodzi teraz tranzystor T1, a tranzystor T2 jest zablokowany. Ponieważ tranzystor T1 przewodzi, okładzina A kondensatora C1 mająca ładunek ujemny jest teraz uziemiona. Napięcie z kondensatora C1 blokuje tranzystor T2. Dalej proces się powtarza.

Od pojemności kondensatorów C1 i C2 zależy szerokość impulsów prostokątnych i odstęp między nimi. Rezystor R5 i kondensator C3 tworzą układ całkujący. Od wartości tych elementów zależy kształt "piły", a tym samym brzmienie "miauczenia".

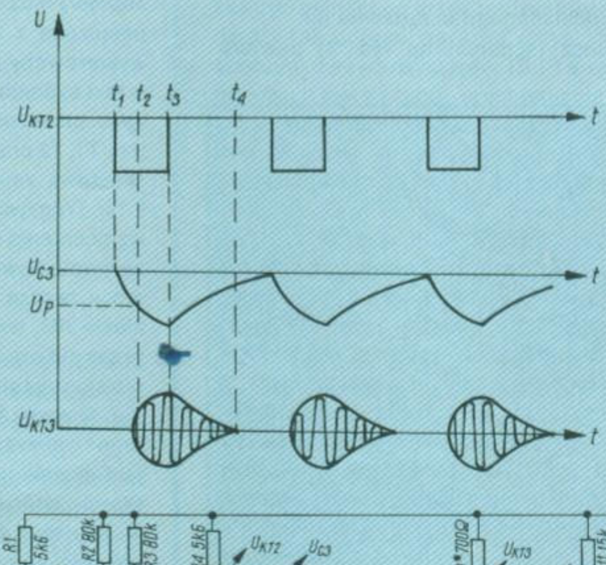
Drugi generator jest wykonany z tranzystorem T3. Dodatnie sprzężenie zwrotne zrealizowano za pomocą łańcuchowego przesuwnika fazy składającego się z kondensatorów C6, C4, C5 i rezystorów R6 i R7.

Tranzystor T3 ma punkt pracy określany przez tranzystor T2. Gdy nie ma napięcia na bazie tranzystora T3, tranzystor jest zablokowany. W momencie pojawienia się napięcia na kondensatorze C3, tranzystor zostaje otwarty przy napięciu U_{BE} około –0,7 V. Energia z obwodu kolektora tranzystora T3 jest doprowadzana za pomocą członów RC do obwodu bazy. Tylko dla jednej częstotliwości kąt przesunięcia fazowego wynosi 180° co zapewnia dodatnie sprzężenie zwrotne umożliwiające wzbudzenie drgań sinusoidalnych. Amplituda drgań zależy od napięcia na kondensatorze C3. Częstotliwość drgań sinusoidalnych dobiera się elementami C4, C5, C6 i R6, R7. Dobranie częstotliwości wpływa na wysokość dźwięku i jego brzmienie. Ze względu na to, że układ ma być zasilany z baterii, zdecydowano się na realizację stopnia końcowego za pomocą przeciwsobnego wzmacniacza mocy pracującego w klasie AB. Zaletą jego w porównaniu ze wzmacniaczem w klasie A jest wysoka sprawność energetyczna dochodząca do 78%. Ważną cechą jest zależność poboru mocy z zasilacza od stopnia wysterowania wzmacniacza. W chwili, gdy nie ma sygnału, układ pobiera ok. 10% mocy maksymalnej, co jest szczególnie ważne w naszym układzie, gdy występują przerwy w generowaniu dźwięku. Sprawność wzmacniacza mocy w klasie AB jest ok. 3 razy większa niż w klasie A.

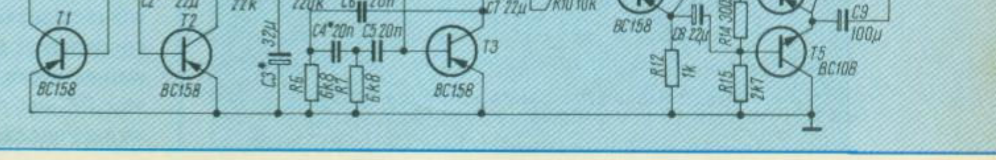
Stopień mocy zawiera dwa tranzystory n-p-n i p-n-p T5 i T6



Rys. 1. Schemat blokowy sygnalizatora

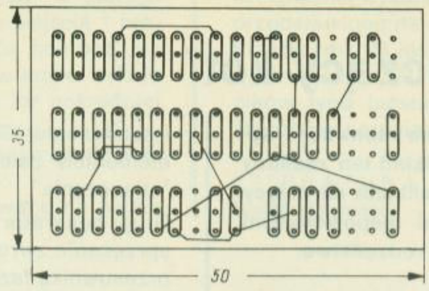


Rys. 2. Przebiegi napięciowe

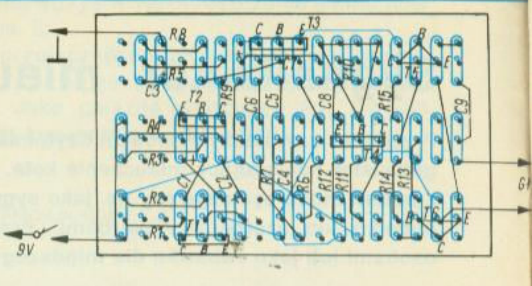


Rys. 3. Schemat sygnalizatora

połączone szeregowo dla składowej stałej; dla prądu zmiennego obydwa tranzystory są połączone równolegle. Podczas ujemnej części sinusoidy pracuje tranzystor p-n-p T6, a podczas dodatniej - tranzystor n-p-n T5. Rezystory R13, R14 i R15 ustalają spoczynkowy punkt pracy tranzystorów T5 i T6. Kondensator C9 zapobiega zwieraniu składowej stałej przez głośnik. Wzmacniacz mocy jest poprzedzony wtórnikiem z tranzystorem T4. Dopasowuje on małą rezystancję wejściową wzmacniacza mocy, powodującą niedopuszczalne obciążenie generatora RC, do jego rezystancji wyjściowej. Rezystorem R10 można regulować siłę dźwięku. Płytkę montażową i rozmieszczenie elementów przedstawiono na rys. 4 i 5.



Rys. 4. Płytka montażowa



Rys. 5. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej

Poszczególne stopnie należy uruchomiać oddzielnie. Początkowo nie należy wlutowywać rezystora R5 i kondensatorów C7, C8. Następnie powinno się ustalić zaznaczone punkty pracy tranzystorów zgodnie z rys. 3.

Za pomocą woltomierza napięcia stałego można sprawdzić działanie multiwibratora. Na kolektorze tranzystora T2 należy mierzyć napięcie. Wskazówka miernika będzie się wychylać w takt zmian napięcia na kolektorze. Pozostałe układy można sprawdzić za pomocą oscyloskopu, po uprzednim wlutowaniu rezystora R5 i kondensatorów sprzęgających C7 i C8.

W pierwszej chwili, po uruchomieniu, dźwięk może być zniekształcony. Należy wtedy dobrać inne wartości elementów zaznaczone gwiazdkami w celu uzyskania czystego dźwięku naśladującego miauczenie kota.

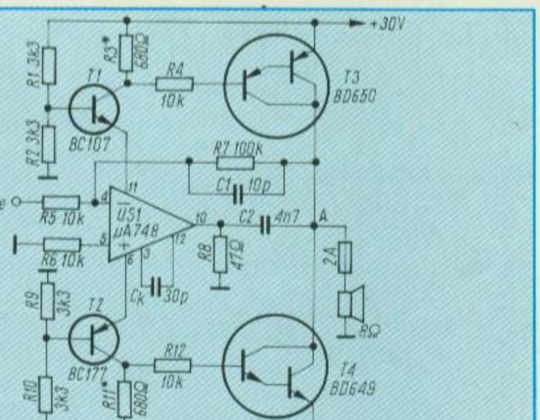
Średni pobór prądu ze źródła napięcia dla głośnika 4 Ω wynosi około 30 mA. Montując sygnalizator, np. w szafce, należy zastosować mikroprzełącznik, który rozwiera styki w momencie zamknięcia drzwi. □

Wzmacniacz o mocy 30 W

W artykule opisano typowy wzmacniacz mocy m.cz., w którym zastosowano nowoczesne elementy aktywne. Wzmacniacz może być przydatny w wielu konstrukcjach amatorskich. Cechują go małe rozmiary i dość prosty układ elektryczny.

Wzmacniacze m.cz. o mocy 25÷30 W mają duże zastosowanie w urządzeniach konstruowanych przez amatorów. Stanowią one końcowe człony wzmacniaczy elektroakustycznych, są niezbędne do skonstruowania aktywnego zespołu głośnikowego, mogą służyć jako dodatkowe wzmacniacze zwiększające moc wyjściową posiadanego urządzenia itd.

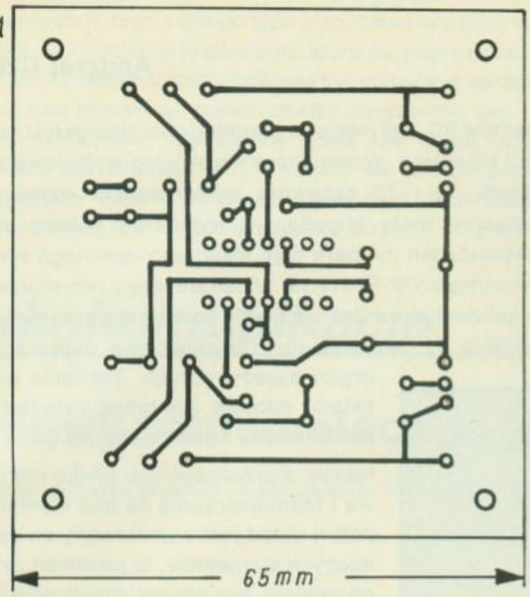
Opisany niżej wzmacniacz (schemat na rys. 1) zawiera scalony wzmacniacz operacyjny i cztery tranzystory. Jego moc wyjściowa wynosi do 30 W przy napięciu zasilania ±30 V. Odznacza się on poza tym bardzo szerokim pasmem przenoszenia i małymi zniekształceniami nieliniowymi, mniejszymi od 0,3%.



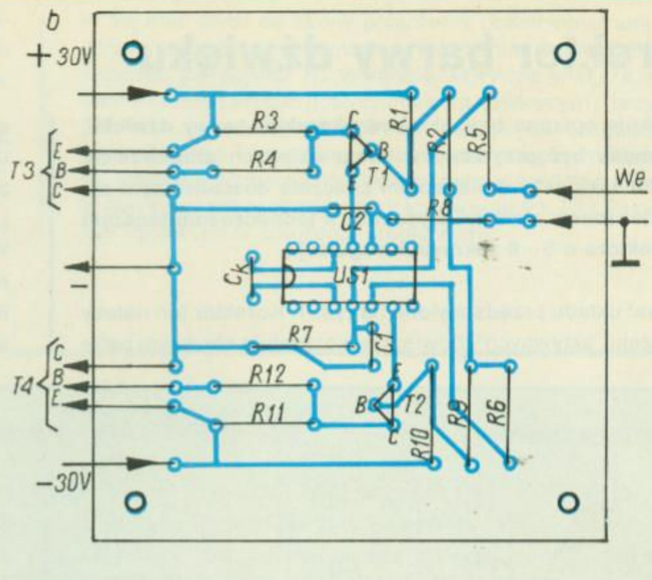
Rys. 1. Schemat wzmacniacza o mocy 30 W

Zastosowanie scalonego wzmacniacza operacyjnego ma tę zaletę, że korzysta się z gotowego elementu o wielkim wzmocnieniu i dużej niezawodności. Wzmacniacz ten powinien być zasilany napięciem ±15 V, co zapewniają tranzystory T1 i T2, których bazy są przyłączone do dzielników rezystancyjnych 2:1. Wartości rezystorów R1, R2, R9 i R10 powinny być sprawdzone, bowiem różnice w rezystancji bywają duże i przy niepomyślnym zbiegu okoliczności podział napięcia może być niewłaściwy. Emitery tych tranzystorów są połączone z układem scalonym. Gdy układ ten (US1) jest wysterowany przebiegiem zmiennym, wówczas zmienia się, w takt sygnału, prąd przepływający przez układ, co powoduje takie same zmiany natężenia prądu płynącego przez tranzystory T1, T2 oraz rezonatory R3 i R11, na których to pojawia się składowa zmienna napięcia sterująca tranzystory mocy T3 i T4. Tranzystory T3 i T4 mają bardzo wielki współczynnik wzmocnienia prądowego. Można przyjąć, że są one sterowane napięciowo, przez rezystory R4 i R12. Oba tranzystory mocy tworzą parę komplementarną i pracują w głębokiej klasie AB, tzn. że w stanie spoczynku (bez sygnału) płynie przez nie prąd o bardzo małym natężeniu, a dopiero pojawienie się sygnału powoduje przepływ prądu o znacznym natężeniu, to przez jeden, to przez drugi tranzystor. Prądy płynące przez tranzystory mocy przepływają przez obciążenie, którym jest głośnik lub zespół głośnikowy.

Warto zwrócić uwagę na interesujący szczegół układu. Gdy w miejscu *A* pojawia się zmienny przebieg o znacznej wartości amplitudy, rezystor R8 - w zakresie wielkich częstotliwości akustycznych - jest "zasilany" z dwóch źródeł: wyjścia wzmacniacza operacyjnego i wyjścia wzmacniacza (przez kondensator C2). Wpływa to znacząco na warunki robocze wzmacniacza operacyjnego i polepsza jego parametry. Rezystor R8 jest niezbędny w celu wystarczającego obciążenia wzmacniacza operacyjnego, tylko wówczas bowiem występu-



Rys. 2. Płytka drukowana wzmacniacza



Rys. 3. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej

ją znaczne zmiany prądu płynącego przez tranzystory T1, T2 i rezystory R3 i R11 podczas jego sterowania sygnałem.

Zamiast wzmacniacza operacyjnego typu μA748 mogą by zastosowane krajowe wzmacniacze operacyjne typów: ULY7701N, ULY7741N, mające obudowy o ośmiu końcówkach (zaznaczono je na rys. 1). Te wzmacniacze operacyjne mogą zostać wmontowane do płytki drukowanej wykonanej według rys. 2 i 3. Konieczne jest tylko takie ustawienie układu scalonego, aby jego końcówki 1 i 8 łączyły się z kondensatorem C_k, wówczas pozostałe końcówki znajdą się na właściwych miejscach. Wynika z tego, że układ scalony powinien być wlutowany z przesunięciem o dwa otwory lutownicze względem ścieżek na płytce montażowej. Dodać trzeba, że układ typu ULY7741N nie wymaga zewnętrznego obwodu kompensacyjnego, kondensdator Ck jest więc wówczas zbędny.

Tranzystory BD650 i BD649 kosztują w RFN mniej niż 1 DM za sztukę i są łatwe do nabycia. Nie mają one odpowiedników krajowych. Jak można skonstruować podobny wzmacniacz z innymi tranzystorami mocy opisano w [2].

Bezpiecznik topikowy w obwodzie głośnika jest konieczny, bowiem uszkodzenie wzmacniacza może spowodować przepływ prądu o dużym natężeniu, co spowoduje uszkodzenie tranzystora mocy i głośnika. Tranzystory mocy są zmontowane poza płytką montażową na dwóch radiatorach z blachy aluminiowej wygiętej w kształcie litery U. Powierzchnia radiatora (jedna strona) powinna wynosić ok. 150 cm2. Można zastosować oczywiście radiatory żebrowe z odpowiedniej kształtki aluminiowej. Moc wyjściowa wzmacniacza zależy głównie od wartości napięcia zasilającego, które nie powinno być większe (przy biegu luzem) niż $\pm$33 V. Istnieje bowiem ryzyko uszkodzenia wzmacniacza operacyjnego. Zasilacz powinien dostarczać prądu o natężeniu do 2 A.

Napięcie wejściowe wzmacniacza zależy od stosunku rezystancji rezystorów R5 do R7. W razie potrzeby można zmienić wartość któregoś z tych rezystorów. Ponieważ wejście wzmacniacza jest połączone z wejściem odwracającym wzmacniacza operacyjnego, na wzmocnienie więc będzie wywierać wpływ impedancja źródła sterującego wzmacniacz.

Wzmacniacz powinien być sterowany z przedwzmacniacza o małej wartości impedancji wyjściowej (np. do 2 kΩ), bowiem wówczas wpływ tej impedancji jest mały i może być pominięty. Jeżeli założymy, że impedancja przedwzmacniacza sterującego jest bardzo mała, to napięcie wejściowe wzmacniacza wynosi ok. 1,7 V. W tym miejscu należy zwrócić uwagę na to, że wzmacniacz wzmacnia napięcie stałe. Wobec tego należy — w razie potrzeby - oddzielić go od stopnia sterującego kondensatorem.

Właściwości wejściowe wzmacniacza zmienią się jeżeli miejsce układu oznaczone jako We (wejście) zostanie połączone z masą, a sygnał sterujący zostanie doprowadzony do wejścia nieodwracającego wzmacniacza operacyjnego. Wówczas impedancja wejściowa układu będzie wynosić 10 kΩ, a wzmocnienie będzie niezależne od impedancji wzmacniacza sterującego.

Pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego stanowi obwód z rezystorem R7 i kondensatorem C1. Kondensator ten wpływa korzystnie na charakterystykę fazy sprzężenia zwrotnego.

Wzmacniacz wykonany ze sprawdzonych elementów działa niezawodnie. Konieczne jest tylko ustalenie prądu spoczynkowego płynącego przez tranzystory mocy T3 i T4. W tym celu należy tak dobrać wartości rezystorów R3 i R11, aby prąd spoczynkowy tranzystorów T3 i T4 wynosił około 10 mA.

Podczas pierwszego uruchomiania wzmacniacza należy w obwód tranzystora T4 (między miejsce A i kolektor tranzystora) włączyć amperomierz, Jeżeli popłynie prąd o dużej wartości (większej niż 0,5 A), wzmacniacz należy bezzwłocznie odłączyć od zasilania i zmniejszyć wartości rezystorów R3 i R11. Jako rezystorów R3 i R11 nie zaleca się rezystorów nastawnych, bowiem mogą one zmieniać wartość rezystancji podczas użytkowania wzmacniacza. Lepiej jest zastosować dobre rezystory łączone — w razie potrzeby — po dwa w szereg, w celu uzyskania potrzebnej rezystancji.

W razie pojawiania się drgań pasożytniczych do wyjścia wzmacniacza należy przyłączyć kondensator o pojemności 0,22 μF połączony szeregowo z rezystorem 4,7Ω .

Jest wielce pożądane, aby tranzystory T3 i T4 stanowiły dobraną fabrycznie parę komplementarną, a tranzystory T1 i T2 miały takie same wartości współczynnika wzmocnienia prądowego.

R.T. □

LITERATURA

[1] Vida R.: Tápáramvézerelt végfokozat. "Rádiótechnika" nr 11/1990

[2] Wzmacniacze operacyjne we wzmacniaczach m.cz. "Radioelektronik" nr 3/1988

[3] Kulka Z., Nadachowski M.: Wzmacniacze operacyjne i ich zastosowanie. WKŁ 1982

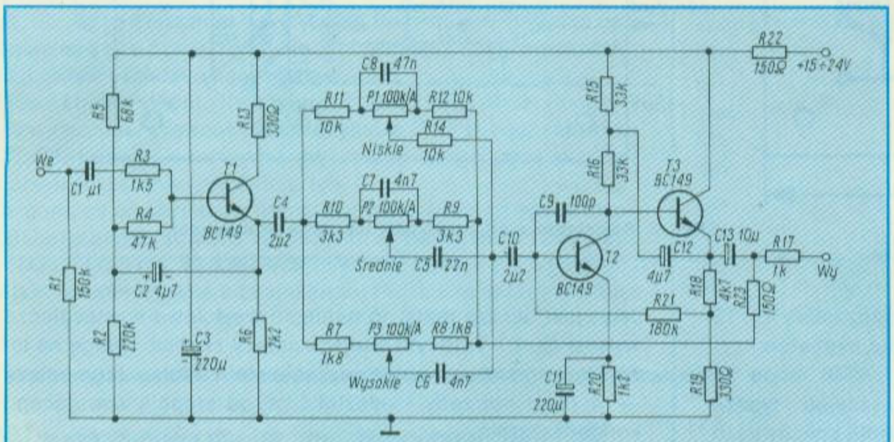
Korektor barwy dźwięku

Andrzej Czernic

W artykule opisano trzyzakresowy korektor barwy dźwięku, który może być przydatny w wielu układach amatorskich. Korektor taki jest rozwiązaniem znacznie doskonalszym niż regulator tonów niskich i wysokich, a jednocześnie tańszym od korektora o 5÷6 zakresach regulacji.

Schemat układu przedstawiono na rys. 1. Korektor ten należy do rodzaju "aktywnych", bowiem wykorzystuje się w nim pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego układu wzmacniającego. Stopień wejściowy z tranzystorem T1, pracującym w układzie wtórnika emiterowego, ma dużą wartość impedancji wejściowej i małą wartość dynamicznej impedancji wyjściowej. Impedancja wejściowa układu wynosi ok. 150 kΩ. Znamionowe napięcie wejściowe jest rzędu 100÷200 mV.

Sygnał pobierany z emitera tranzystora T1 jest doprowadzony do trzech równoległych obwodów korekcyjnych z potencjometrami P1, P2 i P3. Te trzy obwody, zawierające wiele elementów RC, wpływają na przebieg charakterystyki częstotliwości korektora. Wzmacniacz korekcyjno-wyjściowy z tranzystorami T2 i T3 zapewnia wystarczające wzmocnienie i względnie małą impedancję wyjściową całego układu. Wzmacniacz ten ma parę pętli lokalnego ujemnego sprzężenia zwrotnego (C9; R21 i R19). Układ złożony z rezystorów R15, R16 i kondensatora C12 zapewnia bardzo duże wzmocnienie tranzystora T2. Kondensator C9 zapobiega pojawianiu się drgań pasożytniczych. Zasilanie całego układu odbywa się przez rezystor R22 zablokowany kondensatorem C3.

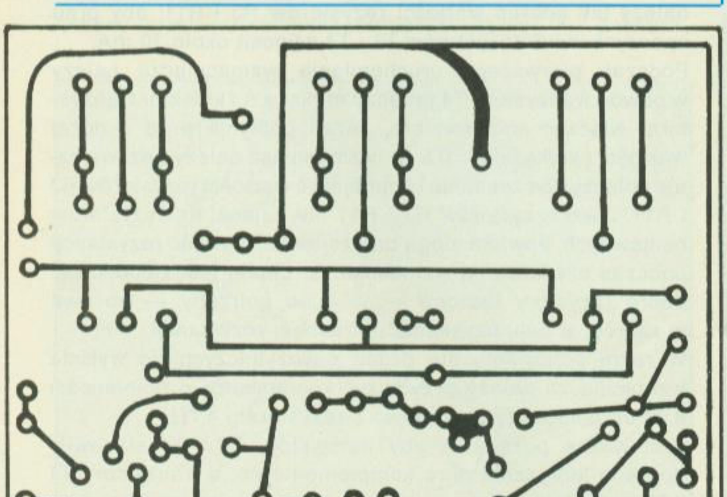


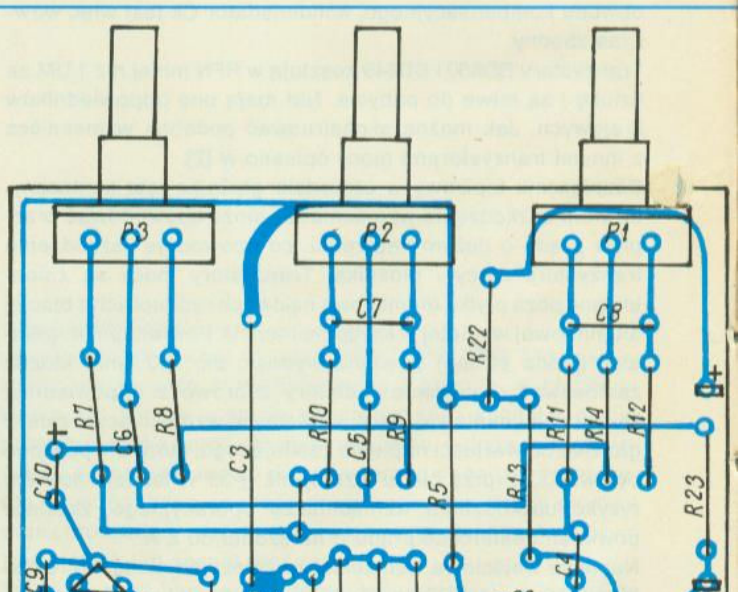
Rys. 1. Schemat korektora

Na rys. 2 przedstawiono płytkę montażową i rozmieszczenie na niej elementów. Jeżeli układ jest zmontowany ze sprawdzonych elementów, to powinien działać poprawnie, bez żadnej dodatkowej regulacji. Wejście wzmacniacza (stopnia) przyłączonego do wyjścia korektora powinno mieć impedancję 10 kΩ lub o większej wartości (np. 47 kΩ). Korektor powinien być zasilany bardzo dobrze wygładzonym napięciem 15÷24 V. Pobór prądu z zasilacza wynosi ok. 3 mA.

Tranzystory mogą być zastąpione innymi o podobnych parametrach, w miarę możliwości o małych szumach.

W przypadku potrzeby wykonania korektora dwukanałowego (stereofonicznego) należy zmontować na płytkach dwa identyczne układy. Wskazane jest dobranie parami odpowiadających sobie rezystorów. Dotyczy to także kondensatorów układu korekcyjnego (C5, C6, C7, C8). Należy również dobrać





Rys. 2. Płytka drukowana korektora i rozmieszczenie elementów na płytce

dwa tranzystory tego samego typu o zbliżonej wartości współczynnika wzmocnienia prądowego, które są przeznaczone do pracy jako T2. Potencjometry powinny być podwójnie sprzężone, czyli po dwa jednakowe potencjometry na wspólnej osi.
Płytki z elementami montuje się jedna nad drugą, w takiej odległości, aby potencjometry zmieściły się między płytkami. Potencjometry najlepiej jest osadzić w korytku z blachy aluminiowej, stanowiącej jednocześnie rozpórkę, do której przymocowuje się obie płytki od strony połączeń z potencjometrami.
Jeżeli zachodzi konieczność wyrównania wzmocnienia obu kanałów, to rezystor R1 w kanale, który ma większe wzmocnienie należy zastąpić potencjometrem nastawnym o rezystancji 150 kΩ , a kondensator C1 przyłączyć do ślizgacza tego potencjometru. Przesuwając odpowiednio ślizgacz potencjometru ustala się wzmocnienie tak, aby było w zasadzie identyczne w obu kanałach (potencjometry korekcyjne P1, P2 i P3 powinny być ustawione w położeniu środkowym). □

Liniowy wzmacniacz mocy 27 MHz/6 W

Konrad Szustak

W związku z coraz większą popularnością łączności radiowej CB rośnie zapotrzebowanie na różnorodny sprzęt krótkofalarski na pasmo 27 MHz. W artykule opisano liniowy wzmacniacz mocy na pasmo 27 MHz, który charakteryzuje się prostą konstrukcją i przede wszystkim niskim kosztem wykonania, ponieważ wykorzystano tanie i łatwo dostępne tranzystory impulsowe BSXP59-61.

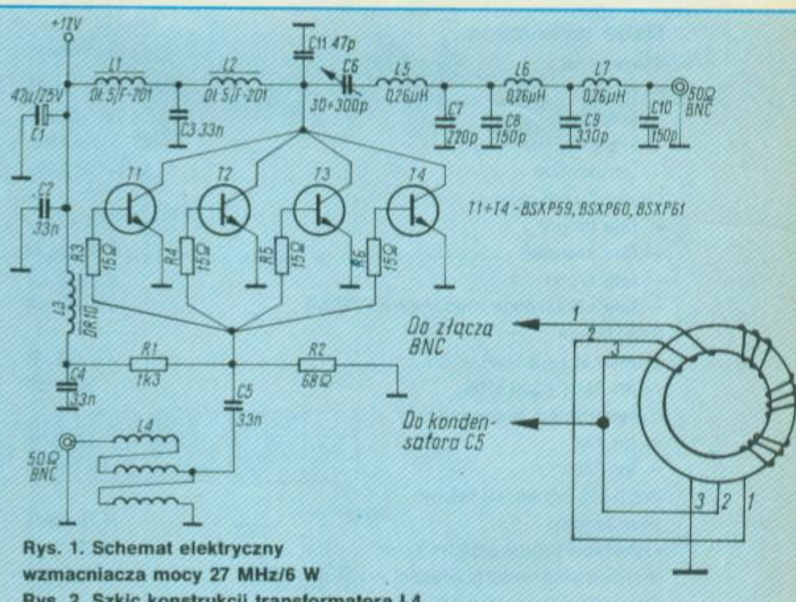
Podstawowe parametry tranzystorów BSXP59-61

Maksymalne napięcie kolektor—emiter U_{CEO}:	45 V
Maksymalny prąd kolektora IC_{max}:	1 A
Częstotliwość przenoszenia f_T:	>250 MHz
Rezystancja termiczna złącze-obudowa $R_{th(j-c)}$	43 kW
Maksymalna temperatura złącza tj_{max}:	200° C

Wykorzystując cztery tranzystory tego typu autor opracował i wykonał wzmacniacz, który charakteryzuje się następującymi parametrami:

Maksymalna moc wyjściowa P_{wymax}	≥6 W
Znamionowe obciążenie R_L:	50Ω
Współczynnik odbicia na wejściu dla Zo = 50Ω :	≤-10 dB
Wzmocnienie mocy Gp:	≥10 dB
Maksymalny prąd zasilania I_{cc}:	≤0,8 A
Sprawność przy mocy maksymalnej η :	≥60%

Schemat wzmacniacza przedstawiono na rys. 1. Cechą charakterystyczną wzmacniacza jest to, iż tranzystory są połączone równolegle. Emitery tranzystorów są połączone bezpośrednio z masą układu, co zmniejsza możliwość powstania oscylacji. W celu wyrównania poziomów prądów płynących przez tranzystory, w szereg z bazami włączono rezystory R3÷R6 o wartości 15 Ω .
Transformator wejściowy L4 został wykonany na rdzeniu pierścieniowym RP 5x3x2 F1001 produkcji zakładów Polfer. Uzwojenie wykonano skrętką z trzech przewodów w izolacji o średnicy 0,2 mm, nawijając na rdzeniu cztery zwoje. Dokładny szkic konstrukcji transformatora przedstawiono na rys. 2.
Funkcję elementów L1÷L3 spełniają dławiki UKF produkowane przez Polfer, natomiast cewki L5÷L7 trzeba wykonać we własnym zakresie. W tym celu należy nawinąć 9 zwojów drutem miedzianym Ø = 0,6 mm. Cewka powinna mieć średnicę D = 6 mm i długość l = 8 mm. Trymer C6 powinien być powietrzny lub foliowy o napięciu pracy większym niż 100 V. Pozostałe kondensatory są kondensatorami ceramicznymi, płytkowymi o napięciu pracy co najmniej 100 V. Wszystkie rezystory są typu MŁT o mocy 0,125 W.
Ze względu na prostotę układu, nie podano rysunku płytki drukowanej, lecz podczas jej projektowania należy przestrzegać pewnych zasad. Cewki L5, L6, L7 muszą się znajdować od siebie w odległości co najmniej 10 mm, tak aby sprzężenia między nimi były jak najmniejsze. Wszystkie kondensatory należy montować na jak najkrótszych doprowadzeniach. Szczególną uwagę należy zwrócić na to, aby tranzystory były dolutowane na jak najkrótszych, lecz jednakowych, doprowadzeniach, zachowując symetrię układu, uwidocznioną na schemacie. Tranzystory powinny mieć wspólny radiator, zdolny do odprowadzenia mocy strat 3÷4 W. Jego rezystancja cieplna powinna być mniejsza od 35 kW.



Rys. 1. Schemat elektryczny wzmacniacza mocy 27 MHz/6 W
Rys. 2. Szkic konstrukcji transformatora L4

Autor zastosował poczerniony profil A4240 o długości 40 mm, w którym nawiercono symetrycznie 4 otwory o średnicy 8,2 mm, a następnie po nasmarowaniu otworów pastą silikonową umieszczono w nich tranzystory.
Strojenie układu przeprowadza się w następujący sposób. Do wyjścia wzmacniacza dołączyć obciążenie rezystorem 50 Ω /10 W. Następnie należy włączyć zasilanie wzmacniacza 12 V/1 A. Po dołączeniu zasilania sprawdzić pobór prądu spoczynkowego, który nie powinien przekraczać 40 mA. Następnie dołączyć do wejścia wzmacniacza generator pomiarowy o impedancji wyjściowej 50 Ω i częstotliwości 27 MHz i ustawić moc wyjściową 0,5 W. Do wyjścia wzmacniacza, równolegle do obciążenia, dołączyć woltomierz z sondą do pomiaru napięć w.cz. i trymerem C6 regulować tak, aby uzyskać maksimum wskazania. □

LITERATURA

[1] A. Filipkowski: Wzmacniacze tranzystorowe-selektywne. WNT, 1968
[2] Z. Bieńkowski: Poradnik ultrakrótkofalowca. WKŁ, 1988

Radiomagnetofon RMS 830S

Andrzej Marzenta

RMS 830S jest stereofonicznym, przenośnym radiomagnetofonem z zasilaniem bateryjno-sieciowym. Składa się on z 4-zakresowego odbiornika radiofonicznego oraz dwukasetowego magnetofonu. Jego producentem są Zakłady Wytwórcze Magnetofonów UNITRA-Lubartów.

Radiomagnetofon umożliwia:

odbiór programów radiowych emitowanych w zakresach fal: długich, średnich, krótkich i ultrakrótkich,

zapis na mechanizmie B sygnałów z własnego odbiornika lub wbudowanego mikrofonu elektretowego,

kopiowanie nagrań (A B) z prędkością normalną lub podwójną,

automatyczną kontynuację odczytu kasety z magnetofonu (B) po zakończeniu odczytu z odtwarzacza (A) (continous play system).

Radiomagnetofon jest wyposażony ponadto w układy: synchronicznego startu kaset podczas kopiowania (synchronous start), autostop oraz automatycznej regulacji poziomu zapisu. Jest możliwe również przewijanie taśmy przy odczycie (cue, rev).

Dane techniczne

Zakresy fal:	
— długie	148,5÷283,5 kHz
— średnie	526,5÷1606,5 kHz
— krótkie	5,95÷15,6 MHz
— ultrakrótkie	65,5÷74 MHz
Czułość użytkowa:	
— fale długie	≤3 mV/m
— fale średnie	≤2 mV/m
— fale krótkie	≤50 μV
— fale ultrakrótkie mono/stereo (SEM)	≤10/50 μV
Selektancja:	
— tor AM (±9 kHz)	≥30 dB
— tor FM (±300 kHz)	≥28 dB
Częstotliwości pośrednie:	
— tor AM	465 kHz
— tor FM	10,7 MHz
Prędkość przesuwu taśmy:	
znamionowa	4,76 cm/s
szybkiego kopiowania	9,52 cm/s
Nierównomierność prędkości przesuwu taśmy:	≤0,5%
Charakterystyka częstotliwości:	
— Fe (zapis/odczyt)	63÷10000 Hz
— Cr (odczyt)	63÷12500 Hz
Odstęp od zakłóceń ważony:	≥48 dB
Znamionowa moc wyjściowa (h ≤10%):	2 x 1 W

Opis układów

Radioodbiornik

Tor AM. Schemat części radiowej radiomagnetofonu RMS 830S przedstawiono na rys. 1. Tor AM rozwiązano za pomocą układu scalonego UL1219N (US2). Obwody wejściowe fal długich (L7), średnich (L6), krótkich (L5) są sprzężone transformatorowo z wejściem w.cz. układu scalonego US2 (2). Wyjście heterodyny jest jednopunktowe US2 (1). Obwód rezonansowy tworzą odpowiednio: dla fal długich elementy L8, C28, C29, C30 i kondensator zmienny C8, dla fal średnich elementy L9, C31, C32 i kondensator zmienny C8, dla fal krótkich elementy L10, C33, C34 i kondensator zmienny C8. Eliminator w torze p.cz. stanowią filtry F5, F6 i F7 oraz detektor F8. Sygnał m.cz. z układu US2 (9) jest doprowadzany do stereodekodera US3, a następnie do kontaktów 2 i 3 wtyku W1, skąd jest wprowadzany na płytkę magnetofonową. Tam, w zależności od wybranego rodzaju pracy, jest wzmacniany i odtwarzany w głośnikach, słuchawkach lub zapisywany na taśmie magnetycznej.

Tor FM. Na wejściu toru znajduje się filtr szerokopasmowy, dopasowujący obwód antenowy do wejścia tranzystora T1, w którym jest wydzielany sygnał. Filtr składa się z elementów C10, C11 i L1. Punkt pracy tranzystora T1 ustalają rezystory R1, R2 i R3. Na wyprowadzeniu kolektora tego tranzystora znajduje się perełka ferrytowa zapobiegająca wzbudzeniom na wielkich częstotliwościach. Zrównoważony mieszacz UL1042 (US1) zapewnia doskonałą separację obwodu heterodyny od wejścia. Heterodyna jest zbudowana z tranzystorem T2. Obwód rezonansowy stanowią elementy C20, C21, C22, L3, C1, C6 (zmienny) oraz pojemność diody D3. W obwodzie kolektora znajduje się transformator w.cz. (L4) dopasowujący do symetrycznego wejścia mieszacza. Punkt pracy tranzystora T2 stabilizują diody D1 i D2. Między tranzystorem wejściowym a wejściem mieszacza znajduje się obwód rezonansowy strojony współbieżnie z obwodem heterodyny (elementy C2, C13 i L2). Sprzężenie z mieszaczem jest indukcyjne (jeden zwój na cewce L2). Na wyjściu mieszacza znajduje się obwód rezonansowy nastrojony na pośrednią częstotliwość 10,7 MHz (filtr F1). Tranzystor T3 (BF245B) pracuje jako wzmacniacz p.cz. Punkt pracy tego tranzystora (prąd 1÷2 mA) ustala rezystor R12, zablokowany dla w.cz. przez kondensator C25. Tranzystor polowy zastosowano z uwagi na małą liczbę elementów zewnętrznych, przy czym nie jest wymagane duże wzmocnienie. Zapewnia on separację filtrów F1 i F2. Wzmocnienie napięciowe od wejścia filtru F1 do wyjścia filtru F2 jest bliskie jedności (przy bezpośrednim połączeniu filtrów występowałoby tłumienie ok. 20 dB).

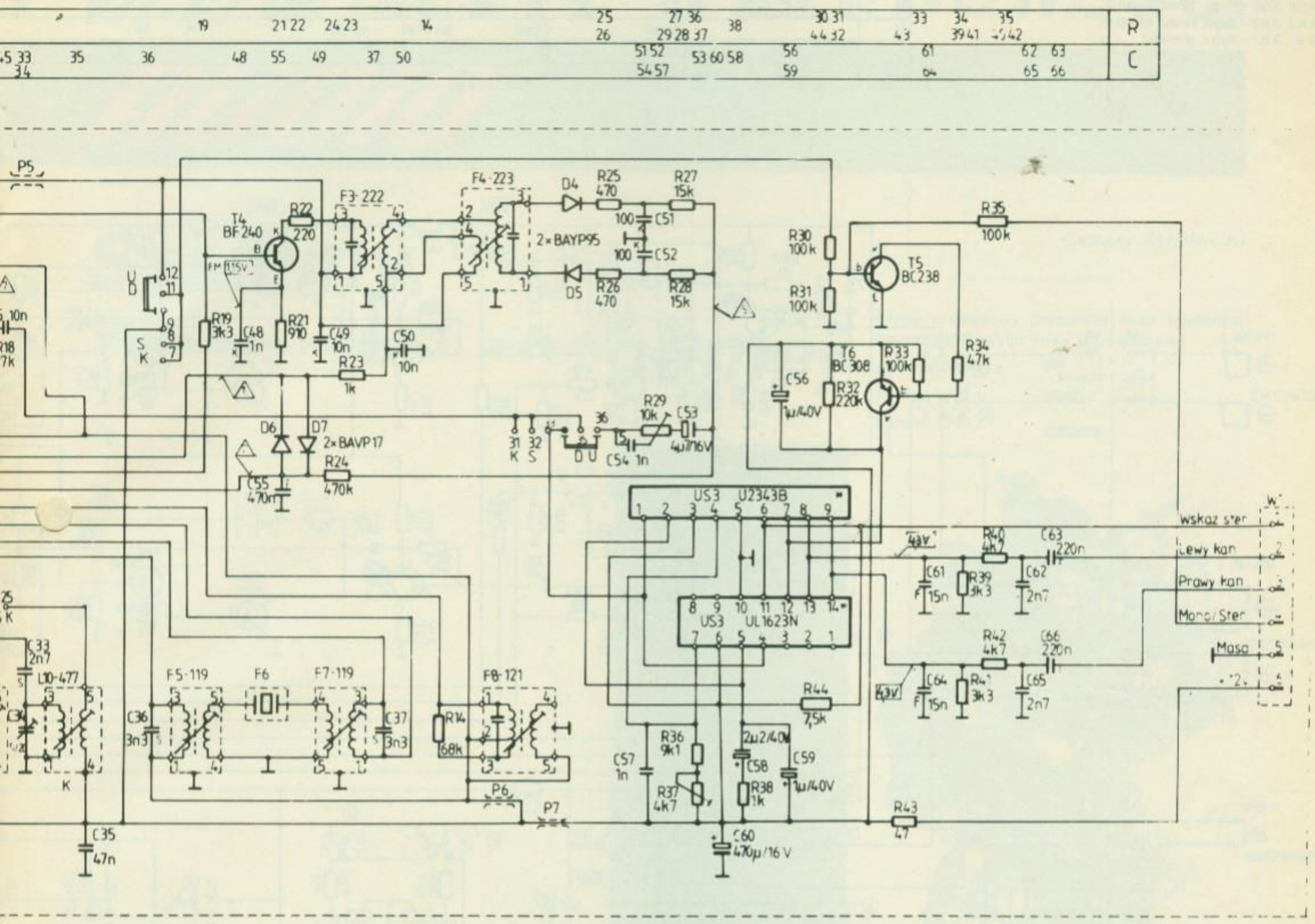
Układ scalony UL1219N (US2) jest wykorzystywany jako wzmacniacz p.cz. i ogranicznik. Odpowiedni poziom do sterowania detektora zapewnia tranzystor T4. W detektorze częstotliwości pracują filtry F3, F4 i diody D4, D5. W układzie ARCz zastosowano ogranicznik diodowy (D6, D7) poprawiający charakterystykę samoregulacji (ograniczenie szerokości, czyli zakresu działania ARCz bez pogorszenia jego skuteczności).

W dekoderze stereofonicznym UL1623N (U2343B)-US3 znajdują się dwie regulacje: fazy sygnału w zakresie większych częstotliwości (reguluje się na maksimum separacji stereo rezystorem R29), częstotliwości generatora wewnętrznego, tak aby był on synchronizowany sygnałem pilota (reguluje się rezystorem R37). Elementy C61, R39 oraz C64, R41 zapewniają deemfazę sygnału wyjściowego m.cz. z wyjścia dekodera stereofonicznego (kanał lewy, kontakt 2 złącza W1, kanał prawy, kontakt 3 złącza W1). Dalsza droga sygnału - jak w torze AM.

Magnetofon

Tor odczytu. Schemat części magnetofonowej radiomagnetofonu RMS 830S przedstawiono na rys. 2. Sygnał z głowic odczytujących mechanizmu A lub B jest wzmacniany przez dwustopniowy wzmacniacz odczytu (tranzystory T101, T103), następnie jest doprowadzany do końcowego stopnia wzmacniacza z korekcją odczytu (tranzystory T106, T107). Funkcję korekcji wzmacniacz ten pełni jako filtr aktywny, kształtując charakterystykę dla częstotliwości 1÷5 kHz za pomocą ele-

Zastrzega się możliwość zmian w schemacie

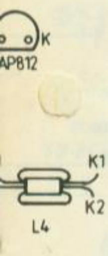


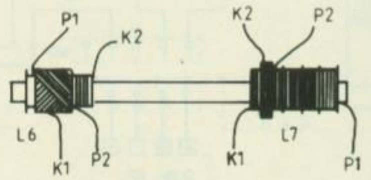
▪ US3 - stosować zamiennie

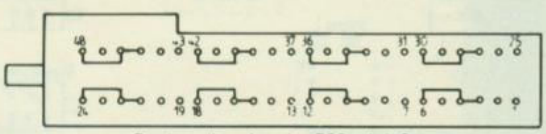
Nazwa el.	C10	C11	C13	C20	C21	C22	R20	L2
OIRT	27p	56p	51p	120p	120p	91p	3,3k	3½zw
CCIR	15p	27p	27p	68p	68p	33p	–	2½zw

Zakresy fal

	OIRT	CCIR
UKF	65,5 ... 74 MHz	88 ... 108 MHz
D	148,5 ... 283,5 kHz	
S	526,5 ... 1606,5 kHz	
K	5,95 ... 15,6 MHz	







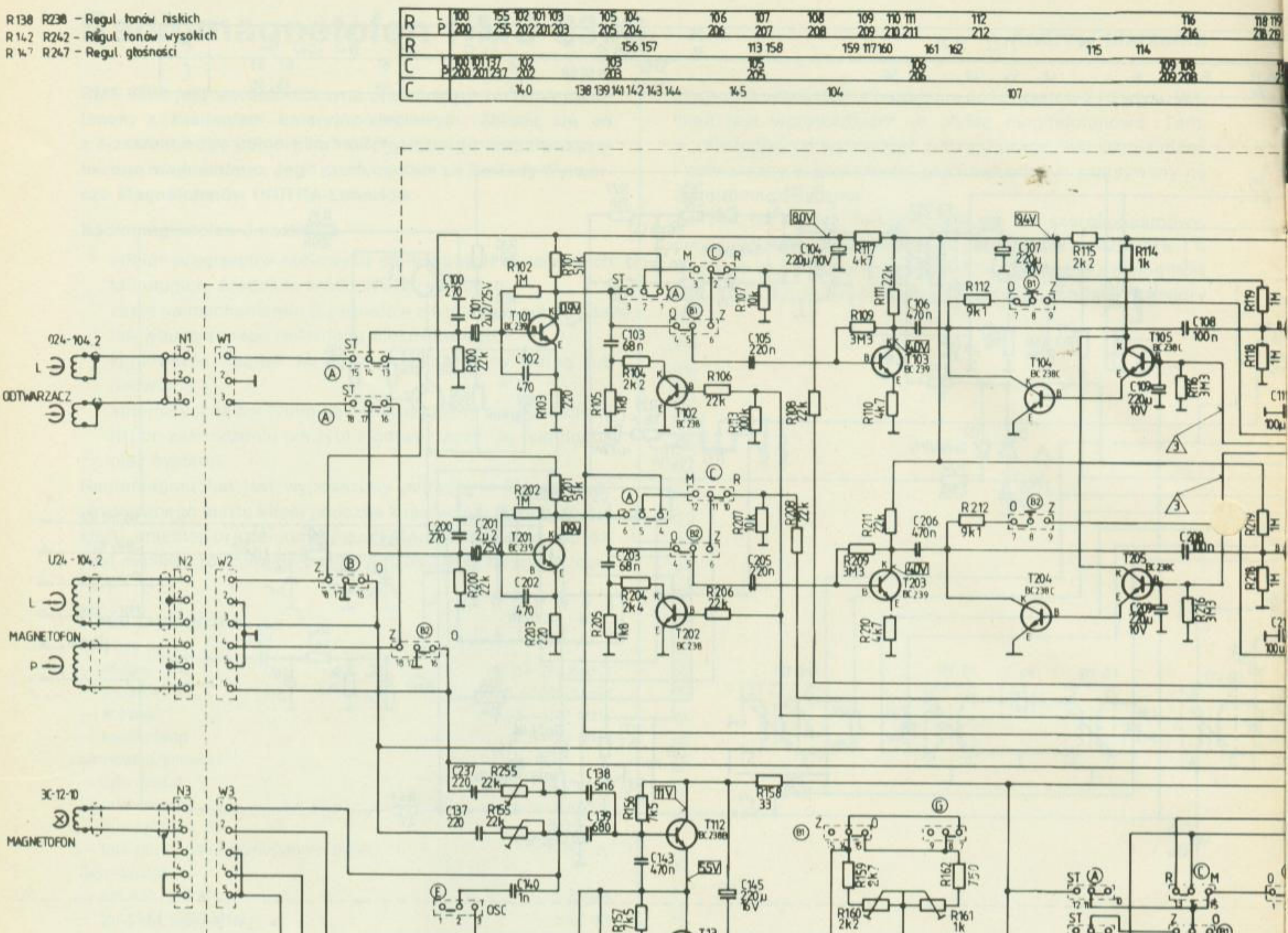
Przełącznik zakresów PSO - 1.4.8

Rys. 1. Schemat części radiowej radiomagnetofonu RMS 830S

mentów C114, R124, R125, dla częstotliwości 5÷20 kHz — R122, R123, C112 Kondensator C100 wprowadza dodatkową korekcję przy podwójnej prędkości. Następnie sygnał jest doprowadzany do stopnia mocy z regulacją barwy dźwięku. Elementy regulacji: 3180 μs — R101, C103; 120 μs — R104, C103; 70 μs — R105, C103, C104 (przez tranzystor T102).

Tor zapisu. Sygnał zapisywany (z radia, mikrofonu lub odtwarzacza) jest wzmacniany (tranzystor T103) i korygowany (tranzystory T106, T107). Charakterystykę zapisu kształtują elementy jak dla odczytu oraz kondensator C113. Przy kopiowaniu z podwójną prędkością jest włączona dodatkowa korekcja (kondensator C113). Poziom zapisywanego sygnału jest ustalany w układzie automatyki (tranzystory T104, T105, T108). Gdy amplituda sygnału na bazie tranzystora T108 przekroczy 0,6 V, wówczas zaczyna płynąć prąd kolektora, który przez rezystor R130 ładuje kondensator automatyki C109. Zmieniające się napięcie na tym kondensatorze powoduje proporcjonalną zmianę rezystancji emiter-kolektor tranzystora T104.

Rezystancja ta (50 Ω ÷ ∞) wraz z rezystorem R111 stanowi



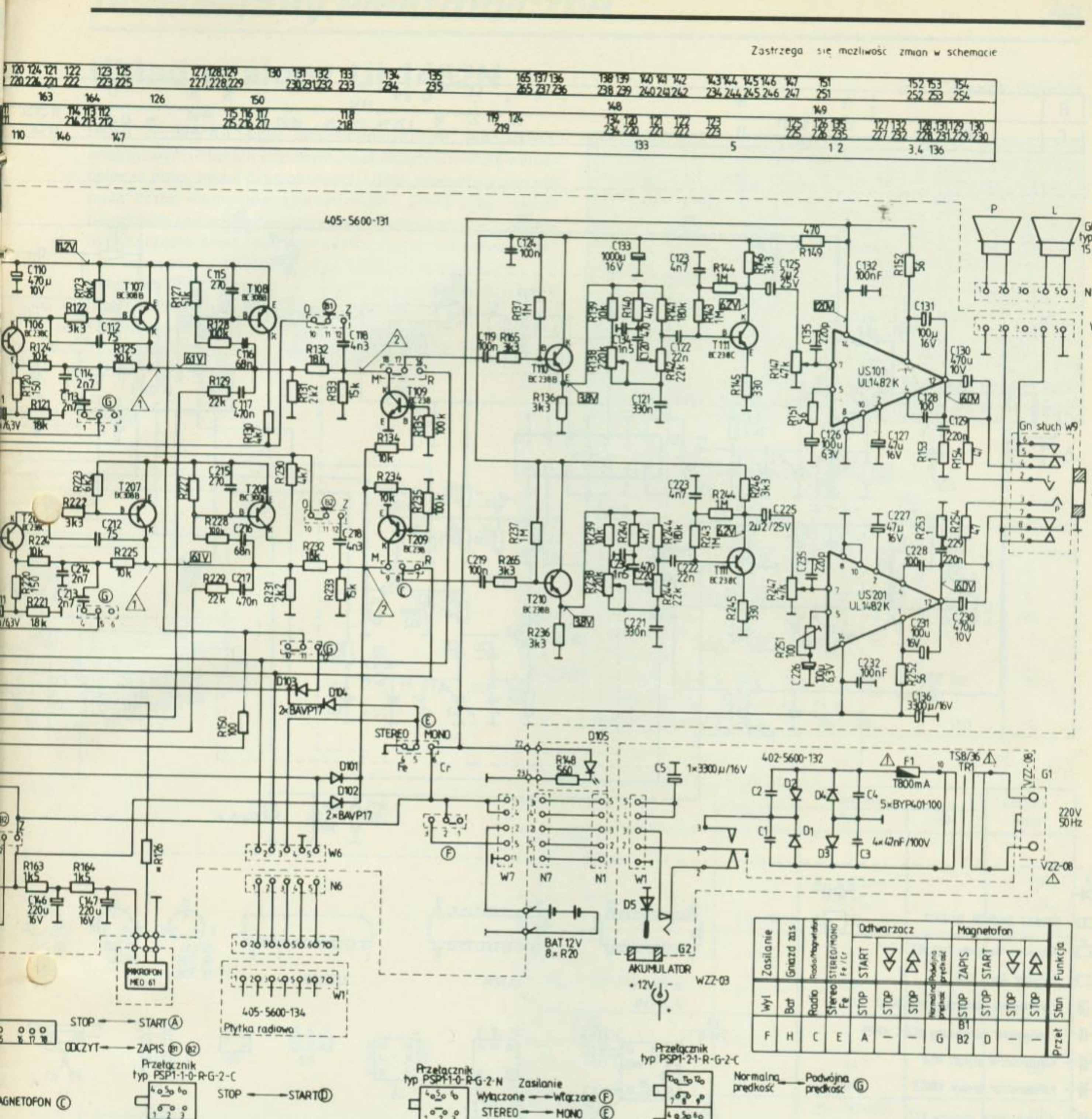
Rys. 2. Schemat części magnetofonowej radiomagnetofonu RMS 830S

dzielnik napięcia sterującego tranzystor T106. Tranzystor T105 kompensuje zniekształcenia nieliniowe automatyki. Następnie, przez elementy stałej czasu R129, C117 sygnał jest doprowadzany, razem z prądem podkładu, do głowicy zapisującej.

Generator kasowania i podkładu. Generator jest zbudowany z tranzystorami T112, T113 z wykorzystaniem indukcyjności głowicy kasującej. Prąd podkładu jest regulowany rezystorem R155.

Wzmacniacz mocy. Sygnał na wejście wzmacniacza (UL1482) jest doprowadzany przez układ regulacji barwy dźwięku. Do regulacji niskich tonów służą elementy R138, R139 i C1212, do wysokich — elementy R142, C134 i C120. Straty wzmocnienia koryguje dwustopniowy wzmacniacz z tranzystorami T110 i T111.

Zasilacz. Zasilacz składa się z prostownika w układzie Graetz'a. Diody prostownika są zbocznikowane kondensatorami. Radiomagnetofon może być również zasilany z akumulatora samochodowego 12 V lub ośmiu ogniw R20. □

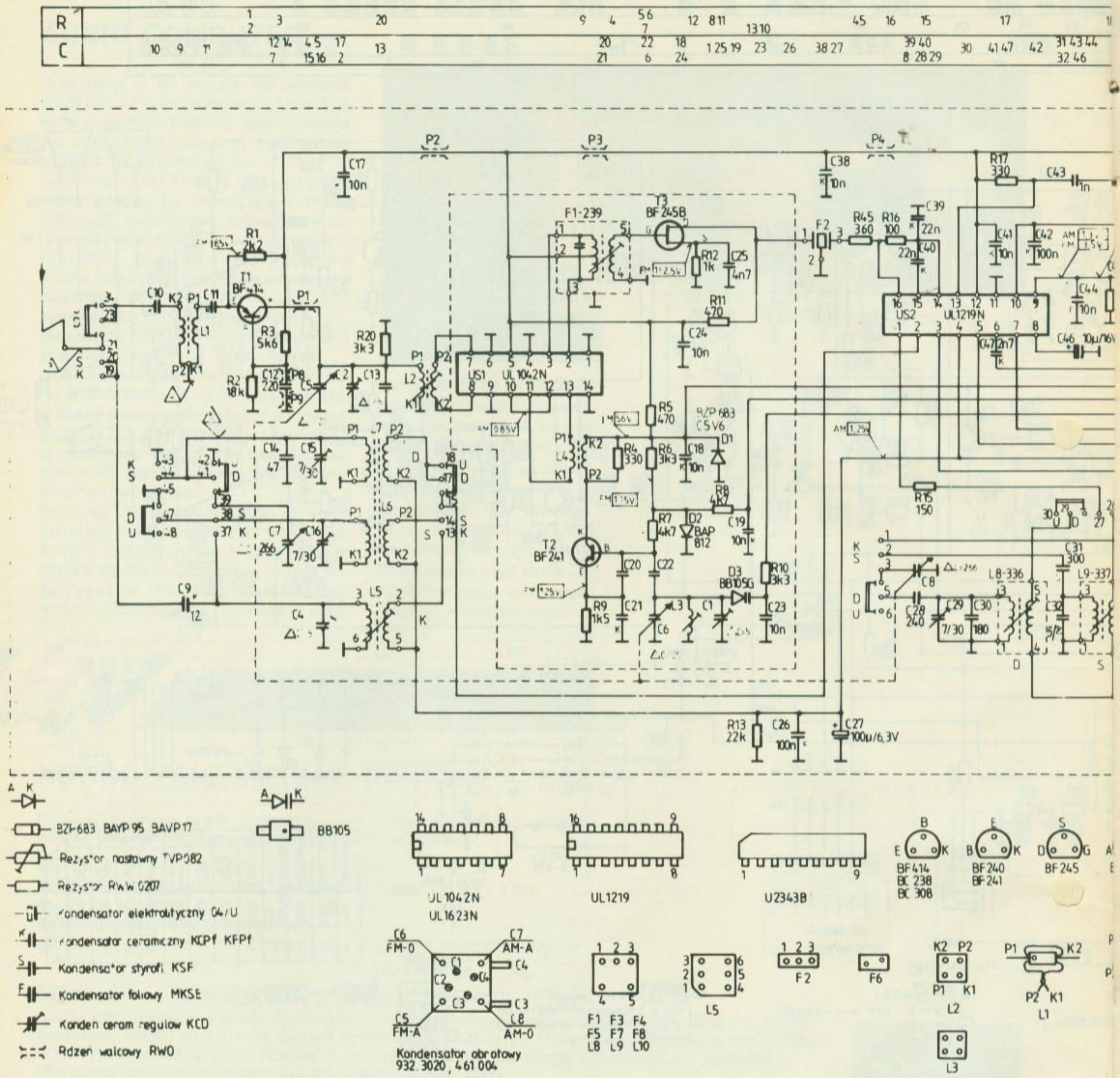


PRZEGLĄD WYDAWNICTW

H. Ernst - EINFÜRUNG IN DIE DIGITALE BILDVERARBEITUNG. Franzis Verlag, Monachium, 1991, stron 348

Niniejszą recenzją rozpoczynamy prezentowanie książek z obszaru naszych zainteresowań, wydawanych przez dość popularne wydawnictwo niemieckie, Franzis Verlag. Oczywiście książki są dostępne dla znających język niemiecki, a można je niekiedy kupić, a na pewno zamówić w niektórych naszych księgarniach. Redakcja rozważa także możliwość tłumaczenia książek tego wydawnictwa na język polski, szczególnie interesujących większe grono odbiorców. Trzeba tu dodać, że znaczną część katalogu firmy Franzis stanowią pozycje adresowane do hobbystów radioelektroniki.

Poniżej przedstawiono krótki opis książki stanowiącej (jak mówi oryginalny tytuł) wstęp do cyfrowej obróbki obrazu. Zainteresowanie zautomatyzowaną obróbką i przetwarzaniem obrazu jest ściśle związane z rozwojem techniki komputerowej. Jej możliwości w zakresie szybkości, dokładności, niezawodności i odporności na zakłócenia zewnętrzne stały się szczególnie cenne dla tworzenia i obróbki obrazu. Chodzi o jego jakość i precyzję, dzięki czemu powiedzenie Konfucjusza, że jeden obraz mówi więcej niż tysiąc słów nabiera praktycznego znaczenia. Sprzyjają temu coraz większe pojemności pamięci komputerów i ich moce obliczeniowe. Warunki te spełniają dziś już



komputery osobiste, co umożliwia wielostronne, bardzo praktyczne zastosowanie obróbki sygnałów (obserwujemy to już na co dzień, patrząc na grafikę komputerową na ekranach naszych telewizorów). Jeszcze większe znaczenie ma cyfrowa obróbka obrazu w przemyśle i w medycynie zastępując skutecznie ludzkie oko i ułomności naszego wzroku. Cyfrowa obróbka obrazu stwarza dalsze olbrzymie możliwości diagnostyki medycznej przy połączeniu z urządzeniami rentgenowskimi, z ultradźwiękowymi (popularne dziś USG) oraz z mikroskopem. O tym wszystkim jest mowa w prezentowanej książce wraz z niezbędnymi podstawami matematycznymi i fizycznymi.

Szczególnie cenne jest, przedstawione dość obszernie, praktyczne zastosowanie obróbki obrazu, aż do jego kodowania i analizy trójwymiarowej.

Wprowadzenie do formalizowania opisu cyfrowego obrazu uwzględnia istotne tu właściwości fizyczne, fotometryczne i psychologiczne.

Dla znających język niemiecki jest to książka, która pozwala poznać coraz szerzej stosowaną cyfrową obróbkę sygnału. Opracowanie autorskie, jak zwykle w tym wydawnictwie, jest bardzo staranne.

A.S. □

Układ scalony UL1482N

inż. Leszek Szmidt

Układ scalony UL1482N jest monolitycznym, bipolarnym, analogowym układem scalonym, spełniającym funkcję wzmacniacza mocy małej częstotliwości. Układ charakteryzuje się małą liczbą elementów zewnętrznych i pracą przy niskich napięciach zasilania. Zalecany jest do stosowania w przenośnym sprzęcie powszechnego użytku. Jego odpowiednikiem jest wzmacniacz TBA820M firmy SGS — Thomson.

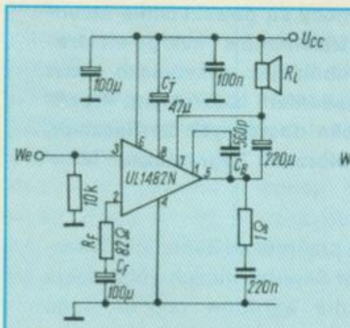
Układ jest produkowany w 8-wyprowadzeniowej obudowie typu Minidip. A oto funkcje wyprowadzeń.

1 — kompensacja częstotliwości
2 — ujemne sprzężenie zwrotne (wzmocnienie)
3 — wejście wzmacniacza
4 — masa
5 — wyjście wzmacniacza
6 — napięcie zasilania ($+U_{CC}$)
7 — bootstrap
8 — filtracja napięcia zasilania

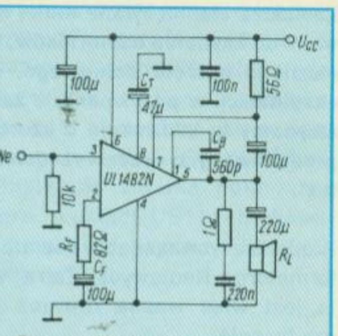
Wartości graniczne parametrów przedstawiono w tablicy 1, a parametry eksploatacyjne — w tablicy 2.

Podstawowe schematy aplikacyjne dla układu UL1482N przedstawiono na rys. 1 i 2.

Rezystor R_F i kondensator C_B wpływają na charakterystykę przenoszenia wzmacniacza — rezystor R_F w zakresie dolnym, a kondensator C_B — w zakresie górnym pasma. Rezystor R_F powinien mieć rezystancję z zakresu 33 ÷ 200Ω, a kondensator C_B pojemność z zakresu 82 ÷ 820 pF. Kondensator C_T stosuje się w rozwiązaniach wymagających dobrego tłumienia tętnień napięcia zasilania.



Rys. 1. Schemat wzmacniacza z obciążeniem od strony zasilania



Rys. 2. Schemat wzmacniacza z obciążeniem od strony masy

Tablica 1. Wartości graniczne parametrów

Nazwa parametru	Oznaczenie	Wartości min.	Wartości maks.	Jednostka
Napięcie zasilania	U_{CC}	3	16	V
Prąd wyjściowy	I_O	—	1,5	A
Moc tracona	P_d	—	0,5	W
Temperatura otoczenie w czasie pracy	t_{amb}	–25	+70	°C
Temperatura przechowywania	t_{stg}	–40	+150	°C

Tablica 2. Parametry eksploatacyjne

Nazwa parametru	Oznaczenie	Warunki pomiaru	Wartość min.	Wartość typ.	Wartość maks.	Jednostka
Moc wyjściowa	Po	h = 10%, f = 1 kHz, R_F = 120 Ω RG = 600 Ω -U_{CC} = 6 V, R_L = 4 Ω -U_{CC} = 3,5 V R_L = 8 Ω -U_{CC} = 9 V, R_L = 8 Ω	 1,0	 0,75 0,15 1,2		 W W W
Współczynnik zawartości harmonicznych	h	P_O = 0,9 W, U_{CC} = 9 V R_L = 8 Ω, f = 1 kHz -R_F = 33 Ω, R_G = 600 Ω -R_F = 120 Ω		 0,8 0,1	 1,0	 % %
Wzmocnienie napięciowe	A_u	U_{CC} = 9 V, R_L = 8 Ω F = 1 kHz, P_O = 0,5 W -R_F = 33 Ω, R_G = 600 Ω -R_F = 120 Ω	 31	 44 34	 38	 dB dB
Pasmo przenoszenia	B	U_{CC} = 9 V, R_L = 8 Ω R_F = 120 Ω, C_B = 220 pF		25 ÷ 20 000		Hz
Spoczynkowy prąd zasilania	I_{CQ}	U_{CC} = 9 V		4	10	mA
Współczynnik tłumienia zmian zasilania	SVR	U_{CC} = 9 V, R_L = 8 Ω f_t = 100 Hz, C_T = 47 µF R_F = 120 Ω	40	42		dB
Rezystancja wejściowa	R_I			5		M Ω
Napięcie wejściowe (czułość)	U_I	P_O = 1,2 W, U_{CC} = 9 V R_O = 8 Ω, f = 1 kHz -R_F = 33 Ω -R_F = 120 Ω		 16 60		 mV mV
Wejściowy prąd polaryzacji	I_I	U_{CC} = 9 V		0,1		µA
Napięcie szumów na wyjściu	U_{On}	U_{CC} = 9 V B = 25 ÷ 20 000 Hz R_G = 0, R_F = 120 Ω, R_L = 8 Ω		0,15		mV

Zasilacze stabilizowane małej mocy

Zasilacze stabilizowane małej mocy są powszechnie stosowane do zasilania odbiorników, walkmanów i innego elektronicznego sprzętu domowego, obniżając zasadniczo koszt eksploatacji w porównaniu z zasilaniem bateryjnym. Przedstawiamy tu informację o szeroko dostępnych zasilaczach, produkowanych przez Przedsiębiorstwo Zagraniczne "Mantex".

Produkcja tych zasilaczy została przejęta od Zakładów Transformatorów Radiowych "Zatra" w Skierniewicach, informacja ta jest więc ważna również dla wyrobów poprzedniego producenta.

Schemat wszystkich zasilaczy jest przedstawiony na rysunku. Są to, jak widać, proste zasilacze bez zabezpieczenia przeciwzwarciowego. Wartości elementów różnią się w zależności od typu (tablica).

Cyfra po literach ZS w oznaczeniu zasilacza podaje nominalny prąd wyjściowy w amperach. Przy obciążeniu prądem nominalnym napięcie wyjściowe wynosi:

ZS 0,2/3/1, ZS 0,2/3/2 } 2,3÷2.9 V

ZS 0,2/6/1, ZS 0,2/6/2 } 4,9÷5,8 V

ZS 0,15/7,5/1 6,3÷7,2 V

ZS 0,15/9/2,3,4 7,6÷8,7 V

Stabilizacja napięcia wyjściowego: przy obciążeniu prądem 90 mA (typy ZS 0,2/3/1, ZS 0,2/3/2, ZS 0,15/7,5/1, ZS 0,15/9/2,3,4) lub 120 mA (typy ZS 0,3/6/1,2) i przy zmianie napięcia zasilania o -15% zmiana napięcia wyjściowego wynosi –10%. Przy zmianach napięcia zasilania o –10% i +10% zmiana napięcia wyjściowego wynosi odpowiednio –3% i +3%; wyjątkiem jest tu zasilacz typu ZS 0,2/3/1,2, gdzie zmiana ta wynosi –8% i +8%.

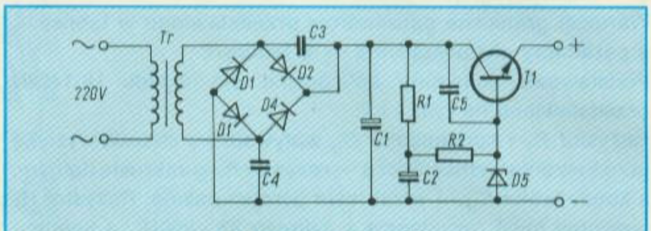
Składowa zmienna napięcia wyjściowego przy obciążeniu prądem 150 mA nie przekracza 20 mV, przy obciążeniu prądem 100 mA – 10 mV.

Wyprowadzenia napięcia wyjściowego są różne dla różnych typów. W ZS 0,15/9/3 i ZS 0,2/3/1 napięcie jest wyprowadzone przewodem z wtykiem 2,5 mm, w ZS 0,15/9/2 — przewodem z wtykiem 3,5 mm typu WS2-1, w ZS 0,2/6/1,2, ZS 0,2/3/2, ZS 0,15/7,5/1 i ZS 0,15/9/4 - przewodem z nasadką NZZ. Długość przewodu wyjściowego 2 m.

U w a g a. W zasilaczach ZS 0,2/3/2 i ZS 0,2/6/2 biegun dodatni występuje na wewnętrznej części wtyku (z otworem), w ZS 0,2/6/1, ZS 0,15/9/4 i ZS 0,15/7,5/1 jest odwrotnie; w zasilaczach ZS 0,15/9/2, ZS 0,15/9/3 i ZS 0,2/3/1 plus jest na końcowej części wtyku, a minus na części wychodzącej z korpusu wtyku. *(lk)* □

Wartości elementów w zasilaczach serii ZS

Oznaczenie	ZS 0,2/3/1 ZS 0,2/3/2	ZS 0,15/9/2 ZS 0,15/9/3 ZS 0,15/9/4	ZS 0,15/7,5/1	ZS 0,2/6/1 ZS 0,2/6/2
R1	200 Ω/0,125W	330 Ω /0,125 W	200 Ω/0,125 W	
D5	BZP683C3V3	BZP683C9V1	BZP683C7V5	BZP683C4V7
Tr	TSZ/1b	TS2/15	TS2/14	
D1÷D4	BYP401-50			
T1	BD135			
C1	04/U 470 µF/16 V			
C2	04/U 220 µF/10V	04/U 100 µF/10 V		04/U 220µF/10 V
C3, C4		KFPf 22 nF/10 V		KFPf 22 nF/10 V
C5	KSf-020 220 pF/63 V			
R2	33 Ω 0,125W		220 Ω 0,125 W	



Schemat zasilaczy ZS

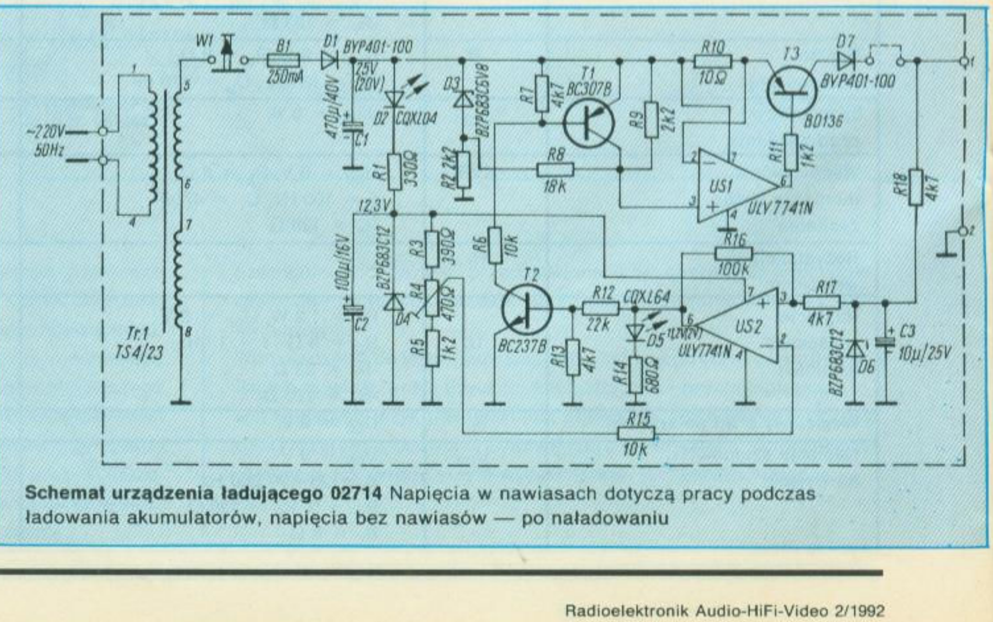
Zasilanie radiotelefonu Radmor 3109

mgr inż. Andrzej Janeczek

W nawiązaniu do artykułu opisującego konstrukcję radiotelefonu Radmor 3109 ("Re" nr 11/1991) zamieszczamy informację o zasilaniu urządzenia, wraz ze schematem urządzenia ładującego, którego w poprzednim artykule zabrakło.

Ze względu na możliwość wycieku elektrolitu i związanego z tym poważnego uszkodzenia radiotelefonu, należy bezwzględnie usuwać z pojemnika zużyte ogniwa R6. Również w przypadku dłuższych przerw w eksploatacji radiotelefonu usunąć z niego ogniwa lub akumulatory.

Praca z wyłączonym układem blokady szumów oraz z dużą głośnością powoduje zwiększony pobór prądu i w konsekwencji krótszy czas pracy radiotelefonu. Akumulatorów KRH-15/51 nie należy



Schemat urządzenia ładującego 02714 Napięcia w nawiasach dotyczą pracy podczas ładowania akumulatorów, napięcia bez nawiasów — po naładowaniu

nadmiernie rozładowywać, ponieważ mogą one ulec nieodwracalnemu uszkodzeniu.

Do ładowania akumulatorów KRH-15/51 zasilających radiotelefon służy urządzenie ładujące 02174 o następujących danych technicznych:

— zasilanie: 220 V
— prąd ładowania: 75±10 mA
— pobór mocy: do 5 W
— czas ładowania akumulatorów: ok. 10 godz.
— wymiary: 124x106x90 mm

Schemat urządzenia ładującego przedstawiono na rysunku.

W urządzeniu zastosowano prostownik jednopołówkowy wraz z układami stabilizacji prądu ładowania i wyłącznikiem prądu po naładowaniu akumulatorów. Akumulator jest ładowany za pomocą rezystora R10, tranzystora T3 i diody D7. Wzmacniacz operacyjny US1 (ULY7741N) wraz z tranzystorem T1 i diodą Zenera D3, stanowią układ stabilizacji prądu ładowania. Dioda świecąca D2 sygnalizuje włączenie prostownika do sieci, zaś dioda D5 - stan naładowania. Dioda D5 jest zasilana z wyjścia układu US2 (ULY774N), pracującego jako komparator napięcia. Na jedno z wejść tego układu jest doprowadzone napięcie z akumulatora, a na drugie - napięcie z potencjometru R4. Gdy wejcie nieodwracające (3) ma większy potencjał niż wejście odwracające (2), to wyjście układu (6) jest w stanie wysokim. Po osiągnięciu przez akumulatory napięcia znamionowego, napięcie na wyjściu układu spada do 2 V i gaśnie dioda D5. W konsekwencji następuje zmiana polaryzacji tranzystora T1 układu US1 i zablokowanie tranzystora T3 (wyłączenie prądu ładowania). □

elektronika w różnych zastosowaniach

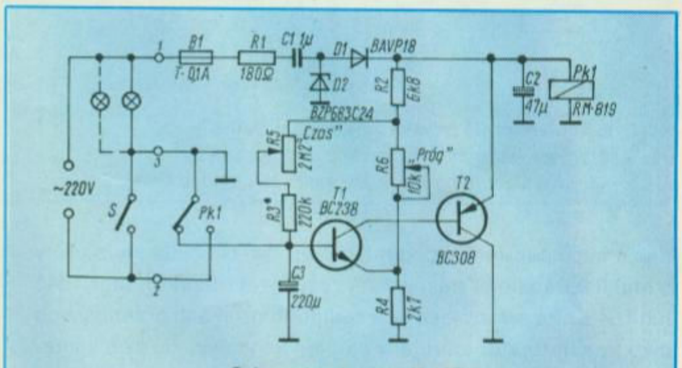
Automat schodowy K-15F/5

mgr inż. Jacek Zakrzewski

Jeszcze jedno bardzo popularne ale zupełnie nieznane urządzenie. Wiele osób styka się z nim codziennie, nie wiedząc nawet, że istnieje. Zwykły automat schodowy to silniczek elektryczny z zestykami, a nie zwykły - to elektroniczny.

Automat schodowy K-15F/5 (PA i AP Szczecin) jest przeznaczony do włączania i samoczynnego wyłączania oświetlenia klatki schodowej po upływie określonego czasu. Czas ten jest ustawiany w zakresie 35÷400 sekund.

Schemat automatu jest przedstawiony na rysunku. Napięcie zasilania przez styki przekaźnika Pk1, naciśnięty przycisk S, bezpiecznik B1 i dzielnik napięcia z kondensatorem C1 i rezystorem R1 jest doprowadzane do prostownika-stabilizatora z diodami D1-D2, a następnie zasila cewkę przekaźnika Pk1 oraz układ ładowania kondensatora C3. Kondensator C3 jest ładowany przez rezystory R2 i R3 (ten ostatni jest dobierany w celu uzyskania dolnej granicy czasu zgodnej z danymi technicznymi) oraz przez potencjometr R5, służący do regulacji czasu świecenia źródeł światła sterowanych przez automat. Po naładowaniu się kondensatora C3 zaczynają przewodzić tranzystory T1 i T2. Tranzystor T2 zwiera cewkę przekaźnika Pk1, który wyłącza się a jego zestyki odłączają napięcie zasilania od automatu i oświetlenia oraz



Schemat automatu K-15F/5

zwierają kondensator C3, który rozładowuje się. Automat jest teraz gotowy do nowego cyklu pracy.

Dane techniczne

Zasilanie:	187÷242 V, 50 Hz
Maksymalny prąd obciążenia:	10 A
Czas rozruchu:	mniejszy od 0,3 s
Zakres nastawień czasu działania:	35÷400 s
Trwałość:	150 000 łączeń
Pobór mocy:	12 W
Wymiary:	63x73x114 mm
Zakres temperatur pracy:	−10° – +40° C

□

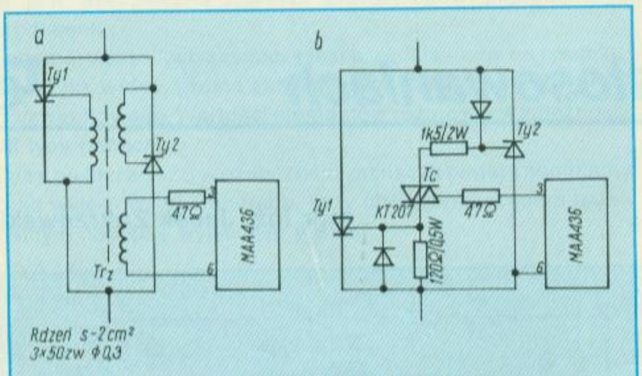
Antoni Białoszewski

Jeszcze kilka zastosowań układu scalonego MAA436

Ten dość popularny u nas układ produkcji Tesla był dokładnie opisany w nrze 3/1988 "Re". Zamieszczono tam też sporą liczbę układów aplikacyjnych. Poniżej — dalsze zastosowania.

Rys. 1 przedstawia układy sterowania tyrystorów średniej i dużej mocy za pomocą układu MAA436.

Do sterowania tyrystorów średniej mocy może służyć układ z rys. 1a. Dzięki zastosowaniu transformatora nie są potrzebne żadne układy pośredniczące. Transformator sterujący Tr_z



Rys. 1. Sterowanie tyrystorów z układu MAA436
a - sterowanie tyrystorów średniej mocy,
b - sterowanie tyrystorów dużej mocy za pomocą triaka

może mieć parametry podane na rys. 1a, choć dla tyrystorów o małym prądzie bramki wystarcza nawet transformator Td45 lub Td48, stosowany kiedyś w radioodbiornikach przenośnych jako transformator sterujący stopień końcowy. W razie konieczności nawinięcia własnego transformatora trzeba stosować rdzeń z blach krzemowych, wystarczy nawet o przekroju 1 cm². W ostateczności można nawinąć uzwojenia na ferrytowym rdzeniu kubkowym M26.

W układzie z rys. 1b przeznaczonym do sterowania tyrystorów dużej mocy jako element pośredniczący między układem MAA436 a tyrystorami zastosowano triak.

Różne zastosowania układu scalonego MAA436 sprowadzają się często do różnych konfiguracji obwodu wejściowego. Przykładem jest układ do regulacji prędkości kątowej silnika komutatorowego przedstawiony na rys. 2. Układ ten można zastosować do regulacji jasności oświetlenia.

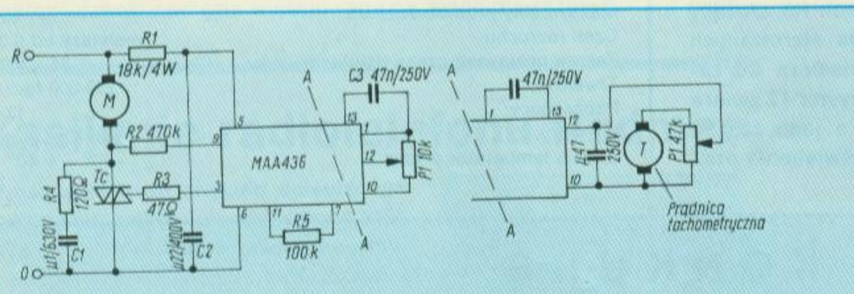
W miejsce silnika M należy wtedy podłączyć żarówkę na napięcie 220 V, której jasność świecenia podlega regulacji.

Układ z rys. 2 może pracować w zamkniętej pętli regulacji jeżeli do silnika umocujemy prądnicę tachometryczną i sygnał z niej doprowadzimy do wyprowadzeń 10 i 12 układu MAA436. Napięcie zadane potencjometrem P1 będzie wtedy sumowało się z napięciem z prądnicy i będzie stabilizował obroty silnika. Jeżeli sygnał z prądnicy będzie za duży, w celu zmniejszenia go należy posłużyć się dzielnikiem rezystorowym.

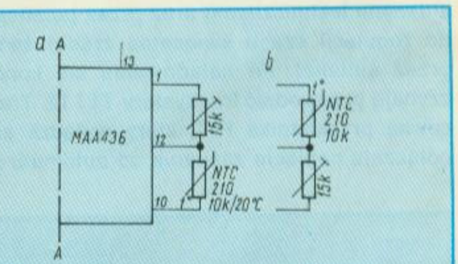
Na czas trwania i położenia (fazę) impulsów wyjściowych z układu MAA436 przy obciążeniach indukcyjnych mają wpływ elementy zewnętrzne: rezystor R1 a zwłaszcza kondensator C2. Zdarzało się, że po zastosowaniu wartości zalecanej 0,1 μF załączony stycznik nie wyłączał się, dopiero zwiększenie tej wartości do 0,22 μF wyeliminowało tę wadę w sterowaniu.

Na rys. 3 przedstawiono zastosowania fazowego sterowania triaka do termistorowej regulacji prędkości obrotowej wentylatora. Prędkość obrotowa wentylatora zależy od zmian rezystancji termistora. W układzie chłodzenia wzrost temperatury otoczenia powoduje zwiększenie prędkości obrotowej silnika wentylatora. Połączenia wyprowadzeń 5, 9, 3, 6, 11, 7 układu MAA36 są wykonane tak, jak na rys. 2.

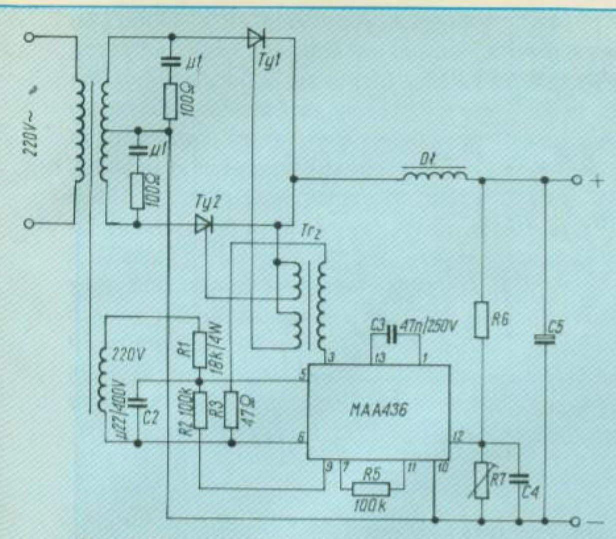
Na rys. 4 przedstawiono układ zasilania stabilizowanego o dużym prądzie wyjściowym. Uzwojenia transformatora impulsowego Tr2 są wykonane wg rys. 1. Dławik Dł jest nawinięty na rdzeniu EI 10 cm² ze szczeliną 0,3 mm, 400 zw drutu DNE 0,5. Dzielnik napięcia wyjściowego R6-R7 zawiera się w granicach 20 kΩ do 200 kΩ w zależności od wysokości napięcia wyjściowego. Filtr Dł, C5 jest dobierany



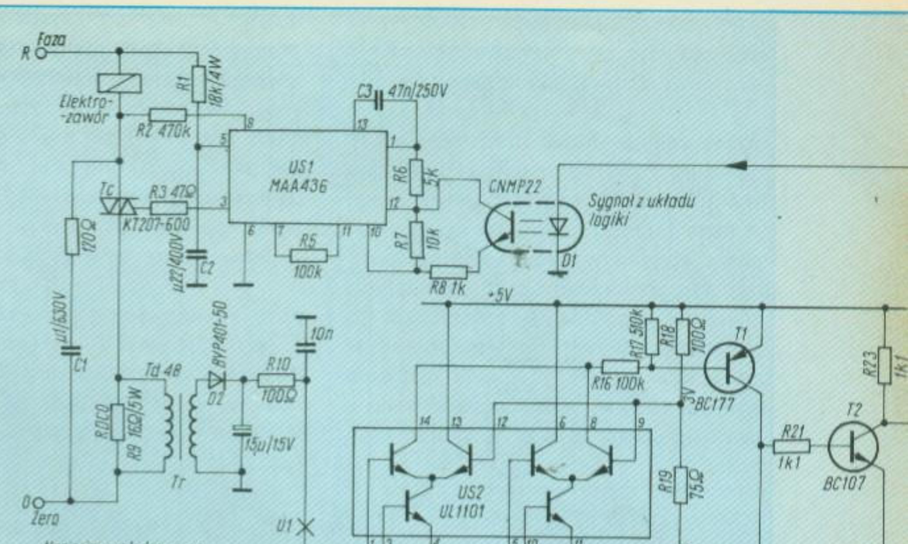
Rys. 2. Schemat układu regulacji mocy



Rys. 3. Schemat regulacji termistorowej
a - chłodzenie, b - nagrzewanie



Rys. 4. Schemat stabilizatora napięcia



Napięcia względem masy

Nap we U1	0V	1,6V	8V
Kolektor T1	+5V	0V	+5V
Kolektor T2	0V	+5V	0V
US2 14,8	+2V	+2,5V	+2,2V
US2-1	0V	+1V	+2,6V
US2-5	+1V	+3,2V	+5,6V
$U_{BE T1}$	+3,6V	+1,2V	-5V

Rys. 5. Schemat układu zabezpieczającego elektrozawór lub stycznik

zależnie od wartości prądu obciążenia. W szczególnie ważnych procesach technologicznych dozowanie składników (gazów lub cieczy) podlega ciągłej kontroli. Zapewnia to układ przedstawiony na rys. 5. Kontrola załączenia jest przeprowadzana pośrednio, przez prąd uzwojenia elektrozaworu lub stycznika. Prąd ten wywołuje na rezystorze R9 spadek napięcia, który przez transformator Tr i prostownik D2 przenosi się na wejście komparatora.

Blok logiki spełnia zadanie kontrolno-informacyjne. Jeżeli prąd płynący przez elektrozawór jest za niski lub za wysoki,- blok ten wypracowuje sygnał powodujący odłączenie napięcia zasilającego elektrozawór.

Komparator okienkowy zbudowany z układem UL1101N działa następująco. Przy prądzie cewki elektrozaworu mniejszym od 80 mA na kolektorze tranzystora T2 pojawia się stan niski L i układ nie może załączyć napięcia na elektrozawór. Przy prądzie w granicach od 80 do 200 mA na kolektorze T2 pojawia się stan wysoki H; w tym stanie układ podtrzymuje się,, elektrozawór jest załączony, Przy prądzie większym od 200 mA na kolektorze T2 pojawia się znów stan L i elektrozawór nie załączy się. Szerokość "okna" komparatora ustawia się dzielnikiem złożonym z rezystorów R18, R19, R20. Układ ten zabezpiecza elektrozawór przed zwarciem, przerwą uzwojenia lub zawieszeniem zwory. Napięcia w poszczególnych punktach układu są zestawione w tablicy na rys. 5. □

z praktyki radioamatorskiej

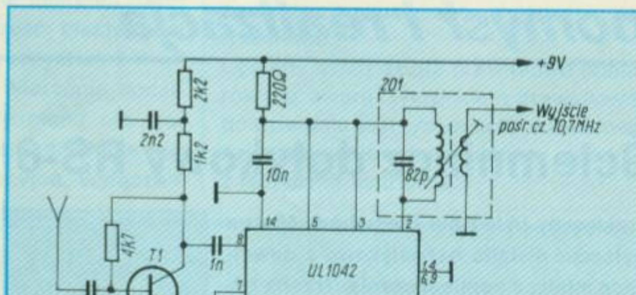
Ulepszenie miniaturowego odbiornika UKF

Zbigniew Nowak

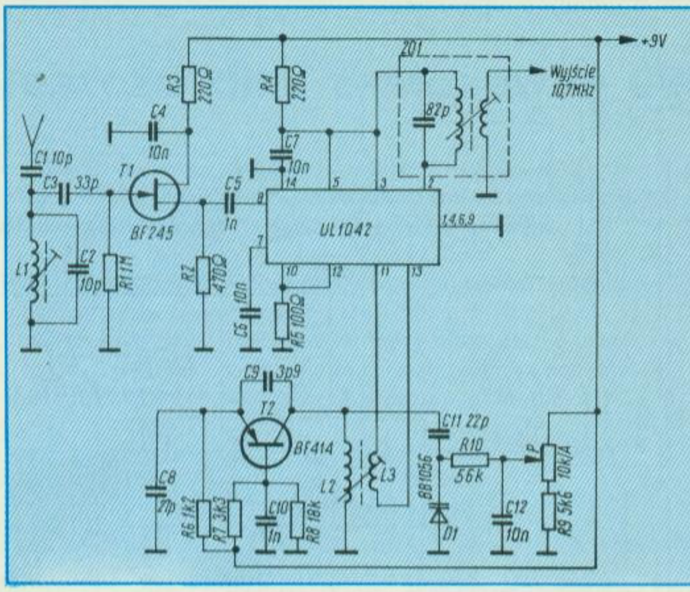
W nrze 12/1986 "Re" był opisany odbiornik UKF z układami scalonymi UL1042 i UL1242. Poza wieloma zaletami odbiornik ten ma jedną niedogodność. Brak w nim możliwości płynnego przestrajania. Spowodowane to jest tym, że cewka oscylatora nie jest połączona z masą a więc nie można zastosować kondensatora strojeniowego. W niniejszym artykule przedstawiono zmodyfikowany schemat głowicy UKF, która umożliwia płynne przestrajanie odbiornika.

Głowicę UKF odbiornika z nru 12/1986 "Re" (rys. 1) cewką L1 dostraja się do wybranej stacji. Przy wyjeździe, np. na urlop, odbiornik znów należy przestroić, ponieważ w innej miejscowości program jest nadawany na innej długości fali. Jest to bardzo niewygodne i kłopotliwe.

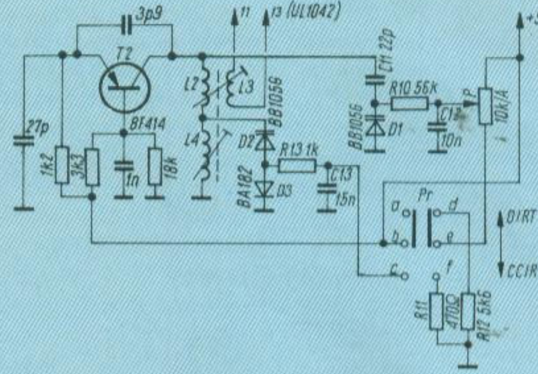
Proponuję zastosowanie płynnego strojenia odbiornika zgodnie ze schematem zamieszczonym na rys. 2. W tym celu zastosowano oddzielny oscylator lokalny z tranzystorem T2, pracujący w układzie Collpits'a. Obwód rezonansowy stanowi



Rys. 1. Schemat głowicy miniaturowego odbiornika UKF z nru 12/1986 "Re"



Rys. 2. Schemat głowicy przestrajanego odbiornika UKF



Rys. 3. Schemat oscylatora lokalnego do odbioru w pasmie OIRT i CCIR

cewka L2 z kondensatorem C11 i pojemnością szeregową warikapu D1. Bezpośrednim elementem strojeniowym jest potencjometr P, który z rezystorem 9 tworzy dzielnik napięcia dla diody D1, umożliwiający przestrajanie obwodu oscylatora. Cewka L2 ma 12 zwojów drutu DNE 0,7, nawiniętych na korpusie 5 mm z rdzeniem. Uzwojenie sprzęgające L3 ma jeden zwój drutu 0,5 mm w izolacji igelitowej. Przy pojemności kondensatora C11 wynoszącej 22 pF i rezystancji R9 = 5,6 kΩ odbiornik pokrywa pasmo częstotliwości od 65 do 764 MHz. Zakres ten można odpowiednio rozszerzyć lub zawęzić dobierając wartości elementów C11 i R9.

Przy zestrajaniu obwodu oscylatora, np. za pomocą falomierza, należy uwzględnić, że oscylator powinien pracować z częstotliwością mniejszą o 10,7 MHz od częstotliwości odbieranej. Zastosowanie na wejściu układu jako tranzystora T1, tranzystora polowego oraz niestrojonego obwodu L1, C2 poprawiło znacznie czułość odbiornika.

Cewka L1 ma 6 zwojów drutu DNE 0,7. Obwód ten jest zestrojony bardzo "płasko" i dlatego nie wymaga przestrajania. Wystarczy jednorazowo zestroić obwód w środku zakresu na najlepszy odbiór.

Jeżeli odbiornik nie musi być wykonany w wersji miniaturowej, można go przystosować do odbioru dwóch pasm częstotliwości: wg standardu OIRT i CCIR. Schemat takiego układu jest przedstawiony na rys. 3. Indukcyjność obwodu strojeniowego oscylatora składa się z dwóch szeregowo połączonych cewek L2 i L4. Do punktu połączenia obydwu obydwu cewek jest dołączony elektroniczny przełącznik zakresów, złożony z diod D2, D3 i rezystora R13. W górnej pozycji przełącznika P_r pracują obydwie cewki połączone szeregowo (pasmo OIRT). Przełączenie przełącznika P_r do dołu powoduje doprowadzenie napięcia zasilającego, przez rezystor R13, do diod D2 i D3. Diody spolaryzowane w kierunku przewodzenia zwierają cewkę L4 i pracuje tylko cewka L2 (pasmo CCIR).

Przełącznik zakresów P_r zestykami d-e, e-f włącza szeregowo z potencjometrem P na przemian rezystory R11 i R12. Powoduje to ustalenie odpowiedniej szerokości zakresu: dla OIRT 9 MHz, dla CCIR 20 MHz. Cewka L2 ma 2,5 zwoja, a cewka L4 4,5 zwoja drutu DNE 0,7. Cewki są nawinięte na korpusach 5 mm z rdzeniami. Cewkę sprzęgającą L3 (jeden zwój drutu) należy nawinąć na cewce L2. Strojenie trzeba rozpoczynać od cewki L2, przy dolnej pozycji przełącznika P_r. Po zmianie pozycji przełącznika stroi się cewkę L4 nie ruszając już zestrojonej cewki L2. Przy zastosowanych tu wartościach kondensatora C11 oraz rezystorów R11 i R12, odbiornik pokrywa pasmo 65 ÷ 74 MHz dla OIRT i 87 ÷ 108 MHz dla CCIR. Wzmacniacz p.cz. 10,7 MHz z układem scalonym typu UL1242 pozostaje bez zmian. □

pomysł i realizacja

Grzegorz Marek

Ściemniacz dotykowy RS-6 ze sterowaniem akustycznym

Praktyczny układ dla leniuchów. Można wyłączać światło bezdotykowo z dowolnego miejsca pomieszczenia. Trzeba tylko mieć ściemniacz RS-6, który można kupić.

Przeróbka ściemniacza RS-6 polega na dołączeniu mikrofonu elektretowego z przedwzmacniaczem (opisanym w nrze 10/1989 "Re", str. 18) do bazy tranzystora wzmacniającego impuls sterujący przerzutnik dwustabilny w ściemniaczu.



Rys. 1. Schemat przedwzmacniacza. Numeracja końcówek dla obudowy DIL-8 (jak np. ULY7741N)

W przedwzmacniaczu (rys. 1) zastosowano wzmacniacz μA741 w obudowie o 14 wyprowadzeniach, co jest niekorzystne, bo taka obudowa zajmuje dużo miejsca i są problemy z umieszczaniem przedwzmacniacza w oryginalnej obudowie fabrycznej. Można zastosować dowolny odpowiednik 741. Płytkę z mikrofonem i przedwzmacniaczem umieszcza się w miejscu uzyskanym po usunięciu duże-

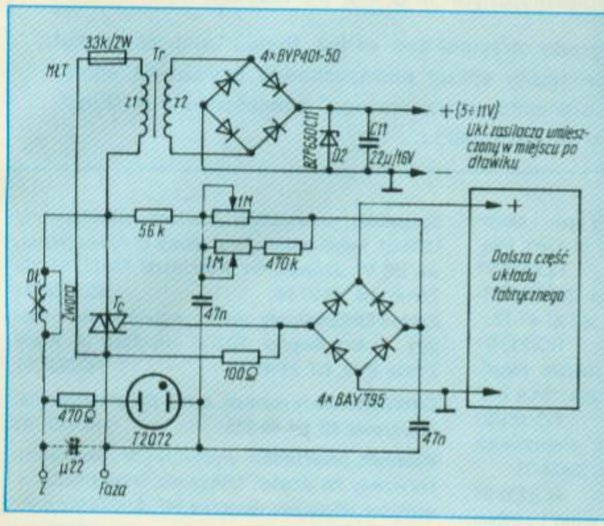
go kondensatora przeciwzakłóceniowego 0,22 μF/630 V. Zasadnicze znaczenie ma miniaturyzacja przedwzmacniacza, co oznacza konieczność stosowania jak najmniejszych rozmiarowo elementów. Zasilanie przedwzmacniacza jest kłopotliwe, gdyż dołączenie układu do "plusa" ściemniacza nie daje żadnych wyników. Zasilanie przedwzmacniacza wymaga więc zastosowania oddzielnego zasilacza (rys. 2). Zastosowano miniaturowy transformator produkowany przez "Telos" o przekroju rdzenia 1 cm^2 i uzwojeniach z_1 = 800 zw. DNE 0,15 oraz z_2 = 400 zw. DNE 0,15. Transformator ten nie od transformatora. Mostek prostowniczy i kondensator filtrujący umieszcza się przy transformatorze. Przy świecącej żarówce (ściemniacz włączony) napięcie na triaku jest 8÷10 V, w stanie wyłączonym jest ono równe napięciu sieci. Napięcie zasilania przedwzmacniacza przy wyłączaniu jest nieco mniejsze (5 V) niż przy włączaniu dźwiękiem (11 V).

Zasilacz łączy się z przedwzmacniaczem cienkimi przewodami w izolacji (rys. 3). Wyłącznik W odłączający wyjście przedwzmacniacza jest przydatny w celu uchronienia się przed samoczynnym

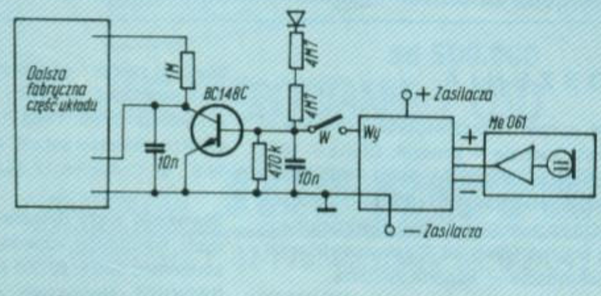
W wykonano samodzielnie wobec niemożności zdobycia tak małego wyłącznika, aby mógł się zmieścić w obudowie ściemniacza.

Przed montażem układu należy zapoznać się z artykułem pt. "Tani mikrofon" opublikowanym w nrze 10/1989 "Re" oraz fabrycznym schematem ściemniacza.

Uruchomienie rozpoczyna się od przyłączenia wykonanego przedwzmacniacza do dowolnego wzmacniacza m.cz. (np. w radioodbiorniku) i sprawdzenie prawidłowości działania. Po zainstalowaniu w obudowie zasilacza, jak podano uprzednio, należy włączyć zasilanie na przed-



Rys. 2. Schemat zmodyfikowanego układu zasilania



Rys. 3. Sposób dołączania przedwzmacniacza do układu fabrycznego

umieszczono na miejscu dławika przeciwzakłóceniowego po jego wymontowaniu. Usunięcie elementów przeciwzakłóceniowych powoduje wprawdzie pojawienie się nieznacznych zakłóceń, ale przy normalnym odbiorze TV oraz użytkowaniu RM "Wilga" zmian nie zauważono. Dopiero po zbliżeniu anteny radiomagnetofonu przy odbiorze UKF dały się zauważyć ślady przydźwięku sieci. Końcówki ścieżek, między które był włączony dławik, należy zewrzeć przewodem.

Napięcie wyjściowe z zasilacza w działającym układzie wynosi ok. 5 V w stanie włączenia i 11 V w stanie wyłączenia. Rezystor 33 kΩ włączony szeregowo z uzwojeniem pierwotnym silnie się grzeje i dlatego należy go umieszczać blisko otworów wentylacyjnych i izolować ciepl- włączaniem czy wyłączaniem oświetlenia np. podczas burzy z piorunami. Układ jest tak czuły, że przy średnio głośnym klaśnięciu w ręce w przeciwległym rogu pokoju pewnie włącza lub wyłącza oświetlenie. Jeżeli układ jest zbyt czuły, szeregowo z kondensatorem wejściowym można wlutować rezystor, np. 10 kΩ lub zwiększyć rezystor sprzężenia między końcówkami 2 i 6 wzmacniacza.

Mimo małych rozmiarów mikrofonu mogą być problemy z umieszczeniem go w obudowie. Miejsce na mikrofon uzyskuje się, usuwając część plastykowej obudowy oddzielającej rezystory 2 x 4,7 MΩ od reszty układu. Wiercenie dodatkowego otworu do mikrofonu nie jest potrzebne, do właściwego działania wystarczą otwory wentylacyjne. Wyłącznik

wzmacniacz bez dołączania wyjścia (wyłącznik W otwarty). Zmierzyć napięcie zasilające przedwzmacniacz; powinno wynosić 5 V przy włączonej żarówce i 11 V przy wyłączonej żarówce. Jeżeli napięcie jest za wysokie, należy zastosować diodę Zenera DZ na napięcie 9,1 V lub 10 V, zamknąć wyłącznik W, układ powinien działać prawidłowo.

Włączanie dotykowe ma "przeciwny znak" względem włączania akustycznego, tzn. włączenie dotykowe jest jednoznaczne wyłączeniu akustycznemu, a włączenie akustyczne - wyłączeniu dotykowemu.

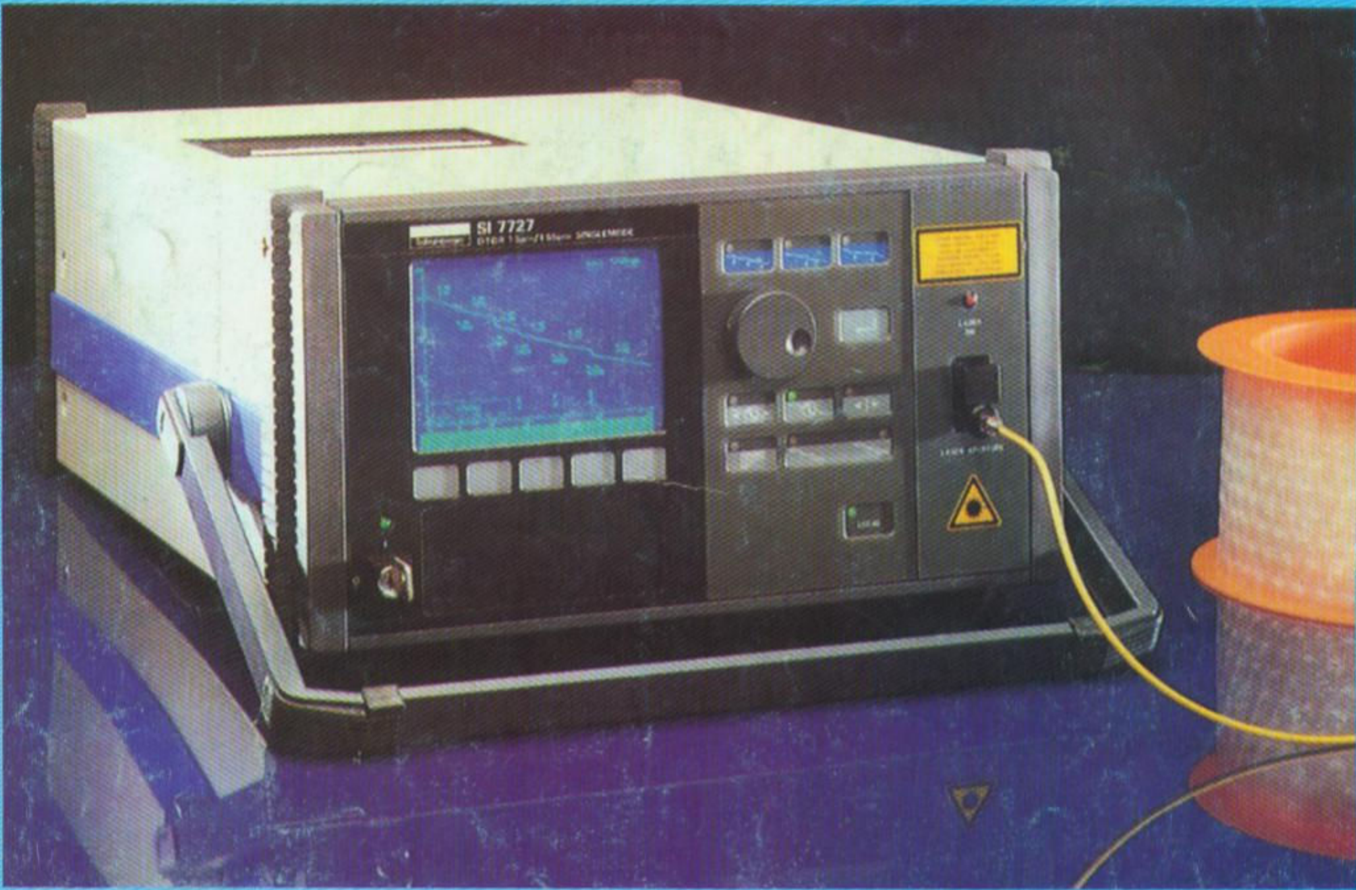
Opisany układ działa prawidłowo ponad rok bez awarii. Warunkiem prawidłowego działania jest oczywiście prawidłowe zainstalowanie ściemniacza zgodnie z fabryczną instrukcją. □

OD REDAKCJI

Informujemy naszych Czytelników, że nr 1/1992 "Radioelektronika Audio-HiFi-Video" powstał w zmienionych warunkach — był składany w redakcji na komputerze. W związku z powyższym wkradły się pewne niedokładności spowodowane przekłamaniem komputera.

Przepraszamy naszych Czytelników i prosimy o wyrozumiałość.

PRECYZYJNE PRZYRZĄDY ELEKTRONICZNE DO POMIARÓW WIELKOŚCI NIEELEKTRYCZNYCH



Automatyczny reflektometr do światłowodów (Schlumberger). W ciągu dwóch minut mierzy charakterystykę linii światłowodowej w zakresie długości fal 850 ÷ 1550 nm i wyświetla jej parametry na ekranie. Zasięg pomiaru do 130 km. Na dysku elastycznym można zapisać do 50 kompletnych krzywych

Modułowy detektor gazów firmy Sensidyne typu Combustion Alert. W zależności od jednego z trzech rodzajów czujnika przetwarza niskie ciśnienie gazów palnych, wodoru lub gazów toksycznych na sygnał 4 ÷ 20 mA. Mierzy i alarmuje

